

E 2040



b/p

Electrotehnica
Victor

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 25 Nr. 1 • MARTIE 1981

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 25 Nr. 1 martie 1981

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.314.7 : 621.373.4

TRANZISTOARE BIPOLARE EMITOR

Mihăilă, M.: Efectul dopării emitorului asupra zgomotului de joasă frecvență al tranzistoarelor bipolare cu siliciu.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mar. 1981, p. 2

În lucrare se studiază evoluția zgomotului de joasă frecvență cu concentrația de dopare a emitorului, în contextul folosirii unei metode de eliminare a defectelor induse de procesele anterioare difuziei de fosfor. Nivelul de zgomot crește cu concentrația de dopare a emitorului, efect care poate fi atribuit în întregime defectelor de difuzia fosforului.

CZ 621.3.017.8

CIP PLACHETA RANDAMENT

Popescu, C., Șerbănescu, D.: Estimarea numărului minim de cipuri bune pe plachetă.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mar. 1981, p. 5

Lucrarea conține algoritmul de calcul al numărului minim de cipuri întregi pe plachetă și al randamentului, funcție de aria cipului. Curbele prezentate permit aprecierea numărului minim de cipuri bune pe plachetă.

CZ 621.373.4 : 621.314.7

JONCTIUNE EMITOR-BAZA TRANZISTOARE BIPOLARE

Lungu, D.: Analiza centrilor adinei de recombinare în vecinătatea joncțiunii emitor-bază la tranzistoarele bipolare.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mar. 1981, p. 8

Modelul de analiză propus în lucrare, bazat pe teoria Sah-Noyce-Shockley a centrilor de recombinare cu un nivel adinc în banda interzisă (neglijând recombinația de suprafață) oferă o metodă rapidă de estimare a parametrilor ce caracterizează nivelul adinc: E_T , σ_{no}/σ_{po} și a naturii centrilor de recombinare din vecinătatea unei joncțiuni: tip acceptor sau donor. Concurența foarte bună a caracteristicii directe a joncțiunii E-B, experimentată și calculată, evidențiază corectitudinea modelului de analiză propus.

CZ 621.316.5

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE ECHIPAMENTE DE TESTARE

Călin, T., Nișulescu, M.: Testarea circuitelor integrate liniare.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mar. 1981, p. 12

Lucrarea analizează comparativ testarea circuitelor integrate liniare (CIL) în cadrul fabricației lor, la utilizator sau în întreținere și depanare. Este descrisă realizarea a trei tipuri de echipamente de testare distincte în funcție de utilizarea lor — în fabricație, la utilizatorul de circuite și în întreținere — care să satisfacă în mod optim necesitățile și condițiile, specifice domeniului de utilizare. Sunt prezentate considerații, puncte de vedere și soluții originale care au condus la realizarea celor trei echipamente de testare descrise în lucrare.

CZ 621.3.066

CIRCUIT BIPOLAR LSI AUTOMATIZARE CU LOGICA PROGRAMABILĂ

Vild-Maior, A. A.: Elaborarea circuitului bipolar LSI- β P1200, unitate de control industrial.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mar. 1981, p. 17

Lucrarea descrie etapele necesare proiectării și realizării unui circuit integrat pe baza unei scheme originale, care vizează maximizarea vitezei de lucru într-un context tehnologic dat (procesul I^2L elaborat la I. P.R. S.-Băneasa). Proiectarea a fost sprijinită de simularea procesului pe calculator, de datele furnizate de experimentele tehnologice și de simularea schemei cu circuite MSI și cu porți.

CZ 621.375.4 : 621.396.4

AMPLIFICATOR DE MICROUND TRANZISTOARE DE PUTERE

Iordănescu, S., Corici, A.: Amplificator de putere — 2W — în tehnica microstrip pentru banda 1,9–2,1 GHz.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mar. 1981, p. 20

Sunt prezentate metode de caracterizare a tranzistoarelor de putere pentru microunde, proiectarea și realizarea experimentală a unui etaj de amplificare capabil să furnizeze o putere de 2 W/50 Ω în banda de 2 GHz, cu un câștig în putere de 6 dB.

CZ 621.3.013

CIRCUIT DE INTERFAȚĂ MODUL BANDĂ MAGNETICĂ

Negoită, Gh. M. și Chirulescu, A.: Modul interfață pentru banda magnetică.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mar. 1981, p. 24

Lucrarea descrie o schemă de interfață între un microsistem și un dispozitiv de memorare de tip casetă magnetică. Controlul direct al perifericului se realizează prin schimbarea reversibilă în domeniul audio a semnelor digitale provenite de la microcalculator în semnale analogice sinusoidale conform unui anumit cod.

CZ 621.317.39 : 621.86.078.7

LIMITATOR DE MOMENT PENTRU MACARALE PROGRAMARE OPTIMIZAREA PROGRAMĂRII

Tiponuf, V., Kissgeorghe, Z.: Metoda de programare și de optimizare a programării unui limitator electronic de moment.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mar. 1981, p. 28

Materialul cuprinde unele metode de determinare experimentală a valorilor tensiunii prescrise, aplicate cu succes la programarea limitatoarelor PAT AS—309 instalate pe automacarale AMT 63 și AMT 125.

CZ 621.3.015.51

JONCTIUNI SEMICONDUCTOARE TENSIUNEA DE STRĂPUNGERE

Mădușeanu, V. G.: Proiectarea tensiunii de străpungere la joncțiuni semiconductoare plane $n + p$ cu siliciu.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mar. 1981, p. 33

Se prezintă curbele de proiectare a mărimilor de străpungere la joncțiuni semiconductoare plane $n + p$ cu siliciu. Sunt date variațiile tensiunii de străpungere V_B și a extinderii regiunii de sarcină spațială în regiunea slab dopată W_{LB} , funcție de concentrația de bază C_B având ca parametri adin-cimea joncțiunii X_J și concentrația de suprafață C_S .

NOTĂ 35

INDEX DE SUBIECTE PE ANUL 1980 38

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRĂMBESCU; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. S. CALIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CIOCEANICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLA-TEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUT; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCĂNU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCĂȘU; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SÎRBU; dr. ing. VALERIU STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TÂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

СО Д Е Р Ж А Н И Е

УДК 621.314.7 : 621.373.4

ТРАНЗИСТОРЫ БИПОЛЯРНЫЕ КРЕМНИЕВЫЕ ЭМИТТЕР

Михаила, М.: Эффект вводимых в эмиттер примесей на шум низкой частоты биполярных кремниевых транзисторов

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mar. 1981, стр. 2

В работе изучается эволюция шума низкой частоты с концентрацией примесей в эмиттере при использовании метода устранения отрицательных эффектов в следствие процессов, происходивших ранее диффузии фосфора. Уровень шума повышается с концентрацией примесей в эмиттере, эффект, полностью относимый за счет дефектной диффузии фосфора.

УДК 621.3.017.8

«СІР» — (кристалл кремния) ПЛАСТИНА ИНТЕГРАЛЬНАЯ КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ

Попеску, К., Шербанеску, Д.: Оценка минимального числа СІР-ов на интегральной пластине.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mar. 1981, стр. 5

Работа содержит алгоритм расчета минимального числа функциональных СІР-ов на пластине и коэффициента полезного действия в зависимости от площади СІР-а. Приведенные кривые позволяют оценить минимальное число СІР-ов на интегральной пластине.

УДК 621.373.4.621.314.7

ПЕРЕХОД ЭМИТТЕР-БАЗА БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Лунгу, Д.: Анализ глубоких рекомбинационных центров вблизи перепада эмиттер-база в биполярных транзисторах.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mar. 1981, стр. 8

Предложения в работе модель анализа, сованная на теории Шах-Нойс-Шоклей рекомбинационных центров с глубоким уровнем в запрещенной полосе (без учета поверхностной рекомбинации), предлагает быстрый метод определения параметров, характеризующих глубокий уровень E_T σ_{no}/σ_{po} и периоды перехода акцепторного или донорного типа. Оптимальные опытные и расчетные результаты непосредственной характеристики перехода эмиттера — база, доказывают правильность предложенной для анализа модели.

УДК 621.316.5

ЛИНЕЙНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ КОНТРОЛЬНО — ИСПЫТАТЕЛЬ- НОЕ ОБОРУДОВАНИЕ

Кэлин, Т., Нишулеску, М.: Испытание линейных интегральных схем.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mar. 1981, стр. 12

В работе путем сравнения анализируются испытания линейных интегральных схем в процессе их производства, использования, ухода и ремонта. Описывается осуществление трех типов контрольно-испытательного оборудования, различных в зависимости от их назначения-испытания в процессе производства, использования и ухода — которые оптимально удовлетворяют потребностям и условиям, специфическим области применения. Приводятся соображения, точки зрения и оригинальные решения, на основе которых осуществилось создание этих трех видов контрольно-испытательного оборудования, описанных в работе.

УДК 621.3.066

БИПОЛЯРНАЯ СХЕМА АВТОМАТИЗАЦИЯ С ПРОГРАМ- МИРУЕМОЙ ЛОГИКОЙ

Вилд-Майор, А. А.: Разработка биполярной схемы LSI— $\beta P1200$, единицы промышленного контроля.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mar. 1981, стр. 17

В работе описываются этапы, необходимые для проектирования и осуществления интегральной схемы на основе оригинальной схемы, предусматривающей увеличение рабочей скорости до максимальной с помощью установленного технологического процесса (процесс I^2L , разработанный в ИПРС — Бэняса). Проектированию способствовало: моделирование процесса на ЭВМ, наличие экспериментальных технологических данных и моделирование схемы с цепями MSI и пороговым устройством.

УДК 621.375.4 : 621.396.4

МИКРОВОЛНОВЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ТРАНЗИСТОРЫ БОЛЬШОЙ МОЩ- НОСТИ

Иордэнеску, С., Корич, А.: Усилители мощности — 2Вт — в технике микрострипа для диапазона 1,9—2, ГГц.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mar. 1981, стр. 20

Представлены методы оценки микроволновых силовых транзисторов, проектирование и экспериментальное осуществление усилительного каскада, способного передавать мощность в 2 Вт 50 в полосе 2 ГГц с выигрешем мощности в 6 децибелл.

УДК 621.3.013

СХЕМА ИНТЕРФЕЙС МОДУЛЬ МАГНИТНАЯ ЛЕНТА

Негоицэ, Г. М. и Кичулеску, А.: Модуль интерфейса для магнитной ленты.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mar. 1981, стр. 24

В работе описана схема интерфейса между микросистемой и запоминающим устройством на магнитной ленте. Непосредственный контроль за периферийной схемой осуществляется путем реверсивной замены в звуковом диапазоне цифровых сигналов, выдаваемых мини-ЭВМ в аналоговые синусоидальные сигналы согласно определеному коду.

УДК 621.317.39 : 621.86.078.7

ОГРАНИЧИТЕЛЬ ЛЕНТЫ ДЛЯ ПОДЪЕМНЫХ КРАНОВ ПРОГРАММИРОВАНИЕ ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОГРАММИРОВА- НИЯ

Типонуц, В., Киссгеорге, З.: Метод программирования и оптимизации программирования электронного ограничителя момента.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mar. 1981, стр. 28

Работа рассматривает методы экспериментального определения значения предписанного напряжения, успешно применяемого в программировании ограничителей РАТ А8—309, установленных на автоматических подъемных кранах АМТ 63 и АМТ 125

УДК 621.3.015.51

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПЕРЕ- ХОДЫ ПРОБИВНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ

Мэндуцану, В. Г.: Проектирование пробивного напряжения в планарных кремниевых полупроводниковых переходах $n + p$

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, Nr. 1, mar. 1981, стр. 33

Представленные кривые проектирования величины пробивного напряжения в планарных кремниевых переходах $n + p$

Даны изменения пробивного напряжения V_B и области пространственного заряда в районах слабого обогащения W_{LB} в зависимости от концентрации баы C_B , имея в качестве параметров глубину перехода X_J и поверхностную концентрацию C_s .

НОТА

35

INHALT

DK 621.314.7 : 621.373.4

BIPOLARE SILIZIUMTRANSISTOREN EMITTER

Mihăilă, M.: Der Einfluss der Dotierung des Emitters auf die Niederfrequenzgeräusche der bipolaren Siliziumtransistoren.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 1, März 1981, S. 2

Im Beitrag wird die Entwicklung des Niederfrequenzgeräusches mit Dotierungskonzentration des Emitters, zur Anwendung einer Methode zur Ausschliessung der in den Prozessen von der Phosphordiffusion induzierter Defekte analysiert. Das Geräuschniveau steigt zusammen mit der Dotierungskonzentration des Emitters, eine Auswirkung, die ganz auf die Defekte der Phosphordiffusion zurückgeführt werden kann.

DK 621.3.017.8

CIP PLATTCHEN LEISTUNGSFÄHIGKEIT

Popescu, C., Serbănescu, D.: Abschätzen der kleinsten Zahl guter Cips auf einem Plättchen.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 1, März 1981, S. 5

Der Artikel enthält den Algorithmus zum Berechnen der kleinsten Anzahl ganzer Cips auf einem Plättchen und der Leistungsfähigkeit, in Anhängigkeit von der Fläche der Cips. Die dargestellten Kurven erlauben das Abschätzen der minimalen Anzahl guter Cips auf dem Plättchen.

DK 621.373.4 : 621.314.7

EMITTER — SOCKEL-ÜBERGANG BIPOLARE TRANSISTOREN

Lungu, D.: Die Analyse der tiefen Rekombinationszentren in der Nähe des Emitter-Sockel-Übergangs bei den bipolaren Transistoren.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 1 März 1981, S. 8

Das im Beitrag vorgeschlagene, auf der Sah-Noyce-Shockley-Theorie beruhende Modell zur Analyse der Rekombinationszentren mit einem tiefen Niveau im verbotenen Band (die Oberflächenrekombinierung wird vernachlässigt) liefert eine rasche Schätzungsmöglichkeit der Parameter, die das tiefe Niveau E_T σ_{n0}/σ_{p0} charakterisieren, und der Art der Rekombinationszentren in der Nähe eines Übergangs: Akzeptor — oder Donatortyp. Die sehr gute Konkurrenz der direkten Charakteristik des $E-\beta$ -Übergangs, sowohl der experimentellen als auch berechneter Werte, unterstreichen die Richtigkeit des vorgeschlagenen Modells.

DK 621.316.5

LINEARE INTEGRIERSCHALTUNGEN TESTAUSRÜSTUNGEN

Călin, T., Nișulescu, M.: Das Testen der linearen Integrierschaltungen.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 1, März 1981, S. 12

Im Beitrag wird eine vergleichende Untersuchung zur Prüfung linearer Integrierschaltungen bei ihrer Herstellung, beim Anwender oder bei Wartungen — und Reparaturarbeiten angeführt. Es wird der Aufbau von drei verschiedenen Testausrüstungen nach ihrem Anwendungsgebiet — Produktion, Anwender, Wartung — beschrieben, die optimal dem Anwendungsgebiet spezifischen Notwendigkeiten und Bedingungen genügen sollen. Es werden Überlegungen, Gesichtspunkte und originelle Lösungen angeführt, die zur Entwicklung der drei im Beitrag beschriebenen Prüfausrüstungen geführt haben.

DK 621.3.066

BIPOLARE LSI — SCHALTUNG AUTOMATISIERUNG MIT PROGRAMMIERBARER LOGIK

Vild-Maior, A. A.: Die Entwicklung der bipolaren LSI-BP1200 — Schaltung Einheit zur Industriellen Kontrolle.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 1, März 1981, S. 17

Der Beitrag stellt die notwendigen Etappen zur Projektierung und Entwicklung einer Integrierschaltung auf der Grundlage eines originellen Schemas vor, die in einer ge-

benen technologischen Situation die Vergrößerung der Arbeitsgeschwindigkeit verfolgt (der von I. P. R. S., Băneasa entwickelte I^2L -Prozess). Die Projektierung wurde mit Hilfe der Simulierung des Prozesses auf dem Rechner, der durch technologischen Experimente erhaltenen Daten und der Simulierung des Schemas mit MSI — Schaltungen und Toren durchgeführt.

DK 621.375.4 : 621.396.4

MIKROWELLENVERSTÄRKER LEISTUNGSTRANSISTOREN

Iordănescu, S., Corici, A.: 2 W — Leistungsverstärker in der Mikrostriptechnik für das 1,9–2,1 GHz — Band.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 1, März 1981, S. 20

Es werden Methoden zur Charakterisierung der Leistungstransistoren für Mikrowellen, die Projektierung und Entwicklung einer Verstärkungsstufe die eine Leistung von 2 W/50 in das 2 GHz — Band, mit einem Gewinn an Leistung von 6 dB liefern kann, vorgestellt.

DK 621.3.013

INTERFACE — SCHALTUNG MODUL MAGNETBAND

Negoia, Gh. M., Chirulescu, A.: Interface — Modul für das Magnetband.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 1, März 1981, S. 24

Der Beitrag beschreibt ein Interface — Schema zwischen einem Mikrosystem und einer Speichervorrichtung Kasettentyps mit Magnetband. Die direkte Kontrolle der Peripherie wird durch die reversible Umwandlung der digitalen Impulse die vom Mikrocomputer kommen, im Audio-Gebiet, in analoge sinusförmige Impulse, nach einer bestimmten Code gewährleistet.

DK 621.317.39 : 621.86.078.7

MOMENTBEGRENZER FÜR KRÄNE PROGRAMMIERUNG PROGRAMMIERUNGSOPTIMIERUNG

Tiponuf, V., Kissgeorghe, Z.: Methode zur Programmierung und Optimierung eines elektronischen Momentbegrenzers.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 1, März 1981, S. 28

Der Beitrag enthält einige Methoden zur experimentellen Bestimmung der Spannungssollwerte, die erfolgreich bei der Programmierung der auf den AMT 63 und AMT 125 Autokränen montierten PAT AS-309 Begrenzern angewandt wurde.

DK 621.3.015.51

HALBLEITERÜBERGÄNGE DURCHSCHLAGSSPANNUNG

Mănduțeanu, V. G.: Das Projektieren der Durchschlagsspannung an den flachen $n + p$ Silizium — Halbleiterübergängen.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, März 1981, S. 33

Es werden die Projektierungskurven der Durchschlagsspannung bei den flachen $n + p$ Silizium — Halbleiterübergängen vorgestellt. Die Schwankungen der Durchschlagsspannung V_B und die Ausdehnung der Lastgrenze in der schwach dotierten Zone W_{LB} , in Abhängigkeit von der Grundkonzentration C_B , mit der Tiefe des Übergangs X_J und der Oberflächenkonzentration C_S als Parameter werden angegeben.

CONTENT

DK 621.314.7 : 621.373.4

BIPOLAR TRANSISTORS WITH SILICON EMITTER

Mihăileanu, M.: Effect of emitter doping on low frequency noise of bipolar silicon transistors.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, march 1981, p. 2

This paper deals with low frequency noise evolution alongside with emitter doping concentration, while using a method of eliminating the faults induced by the processes prior to phosphorus diffusion. Noise level raises with emitter's doping concentration an effect that can be entirely attributed to the imperfections in phosphorus diffusion.

DC 621.3.017.8

CHIP PLATE BOARD PERFORMANCE

Popescu, C., Șerbănescu, D. : Estimation of minimum number of reliable chips on a plate board.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, march 1981, p. 5

This paper contains the computing algorithm of a minimum number of chips on a plate board and its performance depending on chip's area. Displayed curves permit the appreciation of a minimum number of reliable chips on the plate board.

DC 621.373.4 : 621.314.7

EMITTER-BASE JUNCTION BIPOLAR TRANSISTORS

Lungu, D. : Analysis of deep recombination of centres in the neighbourhood of emitter — base junction in bipolar transistors.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, march 1981, p. 8

This type of analysis proposed by this paper, based on the Sah-Noyce-Shockley theory of the recombining centers with a deep level in the restricted band (neglecting the surface recombination) offers a fast estimation of parameters characterizing the deep level : $ET\sigma_{no}/\sigma_{po}$ and of the recombining centers neighbouring a junction : acceptor or donor type.

The very good competition of the direct characteristic of the E-B junction, experimental and calculated, shows the correctness of the proposed analysis model.

DC 621.316.5

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS TEST EQUIPMENTS

Călin, T., Nișulescu, M. : Linear integrated circuits testing.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, march 1981, p. 12

This paper draws a comparative analysis on the linear integrated circuits testing (CIL) during their manufacture to the user or during their maintenance or servicing. The achievement of three types of testing equipments depending on their utilization — in manufacturing, to the user of circuits and in maintenance — is to satisfy in an optimum way the necessities and conditions, specific to the application domain. The paper presents considerations, points of view and original ideas that led to the achievement of the three testing equipments described.

DC 621.3.066

BIPOLAR LSI CIRCUIT AUTOMATIC

Vild-Maior, A. A. : Elaboration of a bipolar circuit LSI — BP 1200, unit for industrial control.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, march 1981, p. 17

The paper presents the necessary stages in the design and achievement of an integrated circuit based on an original scheme pointing the working speed maximization in a given technological context (the I^2L process elaborated at I. P. R. S. — Băneasa).

The design has been supported by the computer simulation of the process, by the data made available by the technologic experiments and by scheme simulation with MSI circuits and gates.

DC 621.375.4 : 621.396.4

MICROWAVES AMPLIFIER POWER TRANSISTORS

Iordănescu, S., Corici, A. : Power amplifier — 2 W — in the microstrip technique for the band of 1,9—2,1 GHz.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, march 1981, p. 20

Characterizing methods of power transistors for microwaves, desing and experimental achievement of an amplifier stage capable to display a power of 2 W/50 in the band of 26 Hz with a power gain of 6 dB.

DC 621.3.013

INTERFACE CIRCUIT MODULE MAGNETIC BAND

Negoiță, Gh. M. și Chirculescu, A. : Interface module for the magnetic band.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, march 1981, p. 24

The paper presents an interface scheme between a microsystem and a storage system in a magnetic case type. The straight control of peripherals is achieved by the reversible changing in the audio domain of the digital signals coming from the microcomputer into sinusoidal analogic signals according to a certain code.

DC 621.317.39 : 621.86.078.7

TORQUE LIMITER FOR CRANES PROGRAMMING PROGRAMMING OPTIMIZATION

Tiponuf, V., Kissgheorghe, Z. : Method of programming and optimization of programming of an electronic torque limiter

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, march 1981, p. 28

The paper presents several methods of experimental determination of values in the prescribed voltage, successfully applied in limiter's programming PAT AS — 309, installed on autocranes AMT 63 and AMT 125.

DC 621.3.015.51

SEMICONDUCTOR JUNCTIONS BREAKDOWN VOLTAGE

Mănduțeanu, V. G. : Breakdown voltage in plane, silicon junction $n + p$.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mai 1981, p. 33

The paper presents the desing curves of the breakdown quantity in plane semiconductor junction $n + p$ with silicon. The breakdown voltage variations V_B are given for the extension of spacial charge region, in the slightly doped part W_{LB} depending on the basic concentration C_B , having junction's depth X_J and surface concentration C_S , as parameters.

S O M M A I R E

CD 621.314.7 : 621.373.4

TRANSISTORS BIPOLAIRES À SILICIUM ÉMETTEUR

Mihăilă, M. : L'effet de dopage de l'émetteur sur le bruit de basse fréquence des transistors bipolaires à silicium.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mars 1981, p. 2

On étudie dans l'ouvrage l'évolution du bruit de basse fréquence avec la concentration de dopage de l'émetteur, en employant une méthode d'élimination des défauts dus aux processus antérieurs à la diffusion du phosphore. Le niveau du bruit accroit avec la concentration de dopage de l'émetteur, effet qui peut être attribué pleinement aux défauts de diffusion du phosphore.

CD 621.3.017.8

CHIP PLAQUETTE RENDEMENT

Popescu, C., Șerbănescu, D. : L'estimation du nombre minimum des chips intacts sur une plaquette.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mars 1981, p. 5

L'ouvrage contient l'algorithme de calcul du nombre minimum des chips intacts sur une plaquette et l'algorithme de calcul du rendement, en fonction de la superficie du chip. Le courbes présentées permettent l'estimation du nombre minimum des chips intacts sur une plaquette.

CD 621.373.4 : 621.314.7

JONCTION ÉMETTEUR-BASE TRANSISTORS BIPOLAIRES

Lungu, D. : L'analyse des centres profonds de recombinaison attenants la fonction émetteur-base aux transistors bipolaires

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 1, mars 1981, p. 8

Le modèle d'analyse proposé par l'ouvrage, fondé sur la théorie Sah-Noyce-Shockley des centres de recombinaison ayant un niveau profond dans la bande interdite (en négligeant la recombinaison de surface) offre une méthode rapide d'estimation des paramètres qui caractérisent le niveau profond : $ET\sigma_{no}/\sigma_{po}$, et de la nature des centres de recombinaison.

naison attenants une fonction : type accepteur ou donneur. La concurrence très bonne de la caractéristique directe de la fonction $E B$, expérimentale et calculée, souligne le correctitude du modèle d'analyse proposé.

CD 621.316.5

CIRCUITS INTÉGRÉS LINÉAIRES EQUIPEMENTS D'ESSAI

Călin, T., Nişulescu, M. : L'essai des circuits intégrés linéaires.

E.E.A. — Automatica şi electronica 25, nr. 1, mars 1981, p. 12

L'ouvrage analyse comparativement l'essai des circuits intégrés linéaires (CIL) durant leur fabrication, chez l'utilisateur ou pendant l'entretien et le dépannage. On décrit la réalisation de trois types d'équipements de essai distincts tenant compte de leur utilisation — dans le processus de fabrication, chez l'utilisateur de circuits et durant l'entretien — qui satisfont d'une manière optimum les nécessités et les conditions spécifiques du domaine d'utilisation. On présente des considérations, des points de vue et des solutions originales qui ont conduit à la réalisation des trois équipements d'essai décrits dans l'ouvrage.

CD 621.3.066

CIRCUIT BIPOLAIRE LSI AUTOMATISATION À LOGIQUE PROGRAMMABLE

Vild-Maior, A. A. : L'élaboration du circuit bipolaire LSI-BP 1200 unité de contrôle industriel.

E.E.A. — Automatica şi electronica 25, nr. 1, mars 1981, p. 17

L'ouvrage décrit les étapes nécessaires pour concevoir et réaliser un circuit intégré ayant pour fondement un schéma original qui envisage la maximisation de la vitesse de travail dans un contexte technologique donné (le processus I^2L élaboré à IPRS-Băneasa). La conception s'est appuyée sur la simulation du processus sur le calculateur, sur les données fournies par des expériences technologiques et sur la simulation du schéma avec des circuits MSI et des circuits-portes

CD 621.375.4 : 621.396.4

AMPLIFICATEUR DE MICROUNDES TRANSISTORS DE PUISSANCE

Iordănescu, S., Corici, A. : Amplificateur de puissance — 2W dans la technique microstrip pour la bande 1,9–2,1 GHz.

EE.A. — Automatica şi electronica 25, nr. 1, mars 1981, p. 20

On présente des méthodes pour caractériser les transistors de puissance pour microondes, la projection et la réalisation expérimentale d'un étage d'amplification capable de fournir une puissance de 6 dB.

CD 621.3.013

CIRCUIT D'INTERFACE MODULE BANDE MAGNÉTIQUE

Negoită, Gh. M. şi Chirulescu, A. : Module d'interface pour bande magnétique.

E.E.A. — Automatica şi electronica 25, nr. 1, mars 1981, p. 24

L'ouvrage décrit un schéma d'interface entre un microsystème et une mémoire externe de type cassette magnétique. Le contrôle direct du périphérique est réalisé par le changement réversible, dans le domaine auditif, des signaux générés par le microcalculateur, en signaux analogiques sinusoidaux selon un certain code.

CD 621.317.39 : 621.86.078.7

LIMITEUR DE MOMENT POUR DES GRUES PROGRAMMATION OPTIMISATION DE LA PROGRAMMATION

Tiponul, V., Kissgheorghe, Z. : La méthode de programmation et d'optimisation de la programmation d'un limiteur électronique de moment.

E.E.A. — Automatica şi electronica 25, nr. 1, mars 1981, p. 28

Le matériel comprend des méthodes de détermination expérimentale des valeurs de la tension prescrite, appliquées avec succès dans la programmation des limiteurs PAT AS-309 montés sur les autogrues AMT 63 et AMT 125.

CD 621.3.015.51

JONCTIONS SEMICONDUCTRICES TENSION DE CLAQUAGE

Măduţeanu, V. G. : La projection de la tension de claquage aux jonctions semiconductrices planaires $n + p$ à silicium.

E.E.A. — Automatica şi electronica 25, nr. 1, mars 1981, p. 33

On présente les courbes de projection des grandeurs de claquage aux jonctions semiconductrices planaires $n + p$ à silicium. On donne les variations de la tension de claquage V_B et l'extension de la région de charge spatiale dans la région faiblement dopée W_{LB} , on fonction de la concentration de base C_B ayant comme paramètres la profondeur de la jonction X_J et la concentration de surface C_S .

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI

Automatica nr. 1

CONFERINȚA ANUALĂ DE SEMICONDUCTOARE A ICCE EDIȚIA A 3-A(1980)

DEPARTAMENTUL
INDUSTRIEI
ELECTRONICE
ȘI
ELECTROTEHNICE



CONFERINȚA ANUALĂ
DE
SEMICONDUCTOARE
CAS/ICCE
1980
ediția a 3-a
15-18 OCTOMBRIE
TIMIȘUL DE SUS

Ediția a 3-a a Conferinței anuale de semiconductoare a ICCE (CAS/ICCE — 1980) s-a desfășurat la Timișu de Sus, între 16 și 18 octombrie 1980. Bucurându-se de succesul edițiilor precedente, CAS/ICCE — 1980 a înregistrat numărul record de 216 lucrări transmise, din care, potrivit liniei generale a acestei conferințe, s-au reținut pentru program numai lucrările considerate foarte valoroase și reprezentative în cadrul limitei de 71, impusă de capacitatea de acomodare în trei secțiuni paralele.

Cercetările de semiconductoare raportate la CAS/ICCE — 1980 s-au desfășurat în

condiții care merită să fie menționate, cel puțin în ceea ce privește contribuția ICCE. Dotat cu o capacitate de procesare nouă, instalată în spații tehnologice nou construite, ICCE a început să fie supus, din anul 1980, exercitiului neașteptat al renunțării radicale, uneori chiar peste măsură, la importurile de materiale, ceea ce s-a reflectat prin întârzierea unora din proiectele angajate de circuite integrate și alte componente semiconductoare. Lucrările prezentate la CAS/ICCE — 1980 au fost realizate pe baza unor resurse materiale reziduale din anii trecuți, și mai ales, în virtutea automotivației permanente a cercetătorilor. Astfel, secțiuni ca „tehnologie”, „dispozitive pentru microunde și optoelectronice” și „circuite integrate”, ale căror lucrări au implicat consumul unor materiale deficitare în prezent, s-au realizat la nivele de consistență și competitivitate superioare edițiilor precedente, unele din ele având și confirmarea acceptării la reviste sau conferințe internaționale de prestigiu.

În ceea ce privește mult-așteptatele microprocesoare și alte circuite integrate pe scară mare MOS/LSI, ediția aceasta a CAS/ICCE nu a putut încă să anunțe realizarea lor în producția de serie, lăsând sarcina respectivă pentru edițiile viitoare. În schimb, și în confirmarea convergenței preocupărilor și suportului acordat investiției MICROELECTRONICĂ, în secțiunile „circuite integrate”, „sisteme de testare” și „microprocesoare” s-au raportat rezultate și contribuții valoroase în domeniile proiectării, testării și aplicării circuitelor MOS/LSI.

Numărul de față al revistei ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA selecționează 8 din lucrările prezentate la conferință, anume cele care, la data asamblării lui (decembrie 1980), au întrunit cel mai bine condițiile redacționale pentru publicare. Alte lucrări, din care unele apreciate în mod deosebit de participanți, vor fi inserate în numerele viitoare ale revistei, pe măsura primirii lor la redacție.

Mulțumind tuturor participanților pentru creditul acordat Conferinței anuale de semiconductoare comitetul de organizare îi invită la ediția sa viitoare, CAS/ICCE — 1981, care va avea loc între 8 și 11 octombrie 1981, în același loc.

Dr. ing. C. Bulucea
Președintele Comitetului
de organizare al CAS/ICCE — 1980

Efectul dopării emitorului asupra zgomotului de joasă frecvență al tranzistoarelor bipolare cu siliciu

MIHAI MIHĂILĂ* — București

Introducere

În tehnologia clasică de realizare a emitorilor tranzistoarelor *nnp* de mică putere și joasă frecvență se utilizează cu preponderență difuzia fosforului, gradul de dopare a emitorului fiind unul din parametrii fundamentali care influențează decisiv multe din performanțele electrice ale dispozitivelor.

Până în prezent nu există în literatura de specialitate o lucrare care să ofere date despre sensul de evoluție al zgomotului de joasă frecvență cu gradul de dopare a emitorului, informațiile existente având un caracter sporadic și implicit. Astfel, Yamamoto ș.a. [1] și Brodersen ș. a. [2] constată calitativ o scădere a zgomotului cu micșorarea concentrației superficiale a emitorului, situație explicabilă prin aceea că astfel se reduc componentele parazite de recombinare și, mai ales, trapare pe defecte cristalografice.

Caracterul implicit este dat de faptul că într-o serie de lucrări [3—6] fenomenele de zgomot sînt privite prin prisma modului în care se comportă cîștigul static, admitîndu-se tacit o relație directă între cele două mărimi electrice.

În această lucrare se încearcă pentru prima dată obținerea unor informații asupra sensului de evoluție a zgomotului de joasă frecvență cu gradul de dopare a emitorului, în condițiile utilizării procedurii POGO (Pre-Oxidation Gettering on the Other side) [7—9] ca mijloc de conservare a integrității rețelei cristaline a siliciului în timpul proceselor anterioare difuziei de fosfor.

1. Descrierea experimentului

S-au realizat cinci loturi de câte cinci plachete ($\varnothing = 2''$) de siliciu, de orientare $\langle 111 \rangle$, $\rho_{ep} = (4 \div 6)$ Ohm $\cdot$ cm și $x_{ep} \approx (16 \div 17)$, μ m.

După epitaxie pe spatele celor 25 de plachete s-a depus un strat de Si_3N_4 cu o grosime $x \approx 3000$ Å ($t = 15$ min, 800°C), toate plachetele fiind supuse apoi unui tratament termic timp de 3 ore, în atmosferă de $\text{N}_2 + 2\%\text{O}_2$, la $T = 1100^\circ\text{C}$.

* I.C.C.E. — București

Oxidarea inițială s-a realizat la 1170°C în condiții standard: 10 min oxidare uscată, 120 min oxidare umedă, 20 min oxidare uscată. Difuzia bazei (desfășurată în condiții standard) s-a realizat în același timp pentru toate plachetele.

Grupul de plachete a fost apoi împărțit în cinci, operația de predifuzie fosfor realizîndu-se în următoarea secvență:

a) timp $t_1 = 5$ min (oxidare „in situ”) și cantitatea de oxigen $Q_{\text{O}_2} \approx 1,66$ l/min au fost aceleași pentru toate loturile;

b) timpul $t_2 = 15$ min (depunerea sursei) a fost același pentru toate loturile, variabilă fiind rata de barbotare prin sursa de POCl_3 . Cele cinci rate de barbotare au fost în mod corespunzător următoarele: HL1 — 0,32 l/min, HL2 — 0,48 l/min, HL3 — 0,64 l/min, HL4 — 0,8 l/min, HL5 — 1 l/min;

c) timpul $t_3 = 5$ min a fost același pentru toate loturile.

În cursul timpilor t_2 și t_3 cantitatea de oxigen prin cuptor a fost redusă la 0,24 l/min, cantitatea toală de gaz fiind menținută constantă (1,9 l/min) prin modificarea debitului de N_2 direct. Toate predifuziile au fost realizate la o temperatură de 1061°C .

După operația de difuzie fosfor (aceeași pentru toate loturile: 1100°C , 90 min) din fiecare lot a fost extrasă câte o plachetă, fiecare din acestea fiind supusă următoarelor operații: înlăturare oxid (HF , 1 min), revelare defecte în soluție Sirtl (45 s) și inspecție vizuală la un microscop cu contrast prin interferență.

Pentru toate loturile s-a determinat concentrația superficială (C_s) de fosfor prin măsurători de V/I și x_j . Din fiecare lot au fost încapsulate câte 100 tranzistoare pe care s-au făcut determinări de curent echivalent de zgomot (i_n), factor de zgomot (F), curenți reziduali și cîștig static într-o plajă largă de curent ($10^{-9} \div 4 \cdot 10^{-3}$) A.

2. Rezultate experimentale

În figura 1 sînt prezentate distribuțiile celor 100 de tranzistoare din fiecare lot după valorile factorului de zgomot avînd ca parametru concentrația superficială a emitorului. Se observă că maximum distribuției se deplasează către valori mai mari ale factorului de zgomot cu creșterea concentrației superficiale a emito-

rului, indicînd o degradare progresivă a joncțiunii emitor-bază. Observația este concretizată în figura 2 prin prezentarea variației curentului echivalent de zgomot (i_n) funcție de concentrația superficială a emitorului. Cu creșterea concentrației de fosfor nivelul de zgomot crește continuu, aceasta fiind în esență, o consecință firească a creșterii degradării rețelei cristaline a siliciului. O creștere relativ mai ridicată a nivelului de zgomot apare în jurul

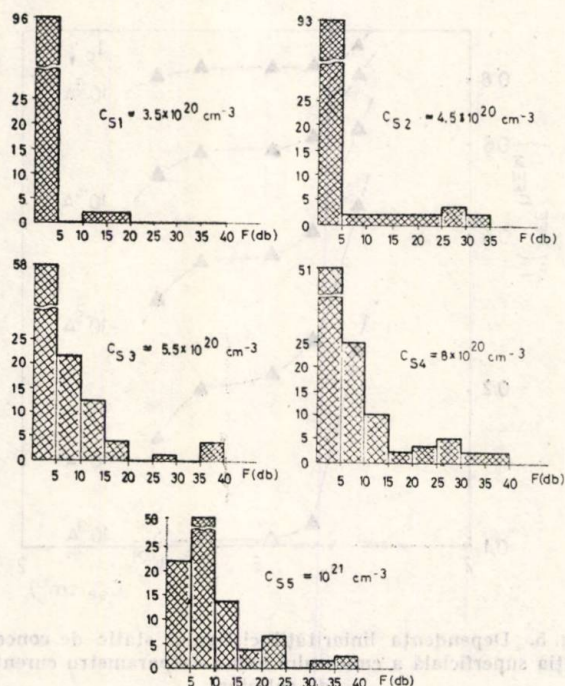


Fig. 1. Distribuția tranzistoarelor din fiecare lot după valorile factorului de zgomot.

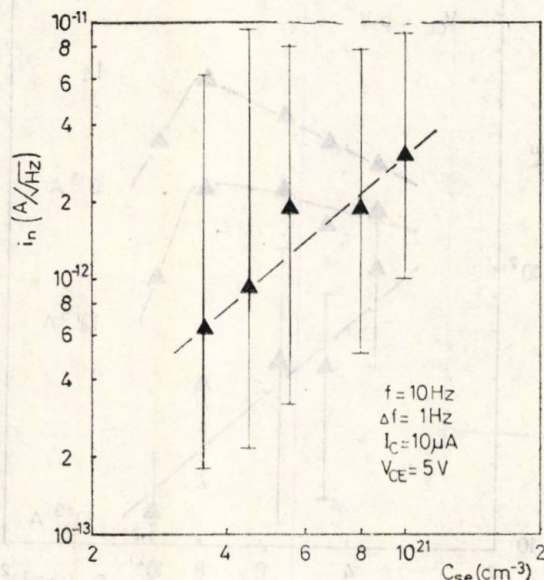


Fig. 2. Dependența curentului echivalent de zgomot (valoare medie de concentrația superficială a emitorului). Barele reprezintă împrăștierea valorilor obținute la o anumită concentrație.

concentrației de $5.5 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$, observație care într-o primă aproximație poate fi atribuită unor erori de natură experimentală. Această posibilitate este totuși exclusă deoarece tendința mai accentuată de creștere apare imediat după depășirea unei concentrații de $4.5 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$. Acest „prag” de concentrație (sau valori situate între $4 \div 4.6 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$) este semnalat în literatura de specialitate [10], [14] ca fiind limita sub care fosforul nu generează defecte. Peste această limită de concentrație apar atît rețele de dislocații de nepotrivire („misfit”) cît și dislocații la marginea emitorului („emitter edge dislocations”). Cu excepția lotului cu cea mai mică concentrație ($\approx 3.5 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$), loturile cu concentrații $\geq 4.5 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ se plasează pe curbele de cuantificare Fair (figura 5 din [14]) în domeniul de formare a dislocațiilor de nepotrivire.

Studiul comparativ al eșantioanelor extrase din fiecare lot (cîte o plachetă) după operația de difuzie fosfor indică, după revelare Sirtl și inspecție Nomarski, atît prezența dislocațiilor de margine, cît și a rețelelor de dislocații „misfit”. S-a observat că numărul ambelor tipuri de defecte crește cu concentrația de emitor, fiind astfel greu de stabilit dacă efectele mai-sus amintite pot fi atribuite exclusiv unui anumit tip de defect. Tratînd lucrurile global se poate spune că defectele induse de fosfor conduc și la creșterea (cu două ordine de mărime) a curentului rezidual al joncțiunii emitor-bază (figura 3), indicînd astfel existența unor nivele adînci a căror concentrație (și, probabil,

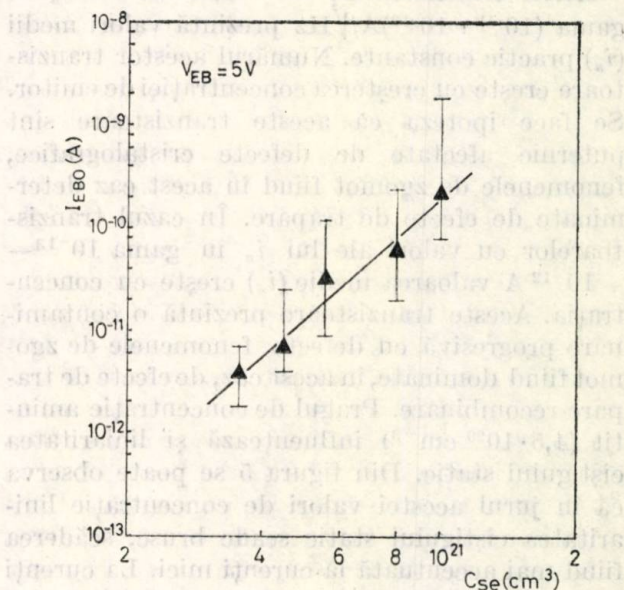


Fig. 3. Variația curentului rezidual al joncțiunii emitor-bază (valori medii) cu concentrația superficială a emitorului. Barele reprezintă împrăștierea maximă observată la o anumită concentrație.

eficiență) crește cu concentrația de fosfor. Creșterea incidenței zgomotului de explozie de la 17% (la $3,5 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$) la peste 65% (la $1 \cdot 10^{21} \text{ cm}^{-3}$) este o consecință a „aglomerării” acestor nivele, apariția benzilor de impuritate fiind cea mai probabilă explicație a fenomenului.

Distribuția pe game de curenți (figura 4) a valorilor medii ale curentului de zgomot este oarecum surprinzătoare.

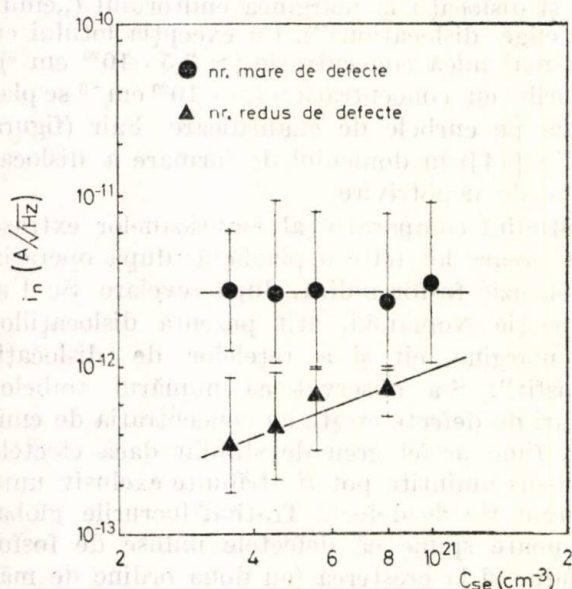


Fig. 4. Dependenta (pe game de valori) a curentului echivalent de zgomot de concentrația superficială a emitorului.

Astfel tranzistoarele cu valori ale lui i_n în gama $(10^{-11} \div 10^{-12}) \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}$ prezintă valori medii (i_n) practic constante. Numărul acestor tranzistoare crește cu creșterea concentrației de emitor. Se face ipoteza că aceste tranzistoare sînt puternic afectate de defecte cristalografice, fenomenele de zgomot fiind în acest caz determinate de efecte de trapare. În cazul tranzistoarelor cu valori ale lui i_n în gama $10^{-13} - 10^{-12} \text{ A}$ valoarea medie (i_n) crește cu concentrația. Aceste tranzistoare prezintă o contaminare progresivă cu defecte, fenomenele de zgomot fiind dominate, în acest caz, de efecte de trapare-recombinare. Pragul de concentrație amintit ($4,5 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$) influențează și liniaritatea cîștigului static. Din figura 5 se poate observa că în jurul acestei valori de concentrație liniaritatea cîștigului static scade brusc, scăderea fiind mai accentuată la curenți mici. La curenți mari, cîștigul static prezintă o variație clasică (figura 6) cu un maxim la o concentrație de $8 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$. La curenți foarte mici (10^{-9} A), cîștigul static scade cu creșterea concentrației

de fosfor. Fenomenul este determinat de efecte de recombinare pe nivele introduse de defecte. La concentrații mari de dopare (peste $8 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$), căderea puternică a cîștigului static este determinată de recombinare pe nivele donoare/acceptoare [15] (ipoteza Hu — Oldham).

Creșterea simultană atât a nivelelor de zgomot, cit și a cîștigului static (la 10^{-5} A) evidențiază faptul că zgomotul nu este determinat numai de efecte de generare — recombinare.

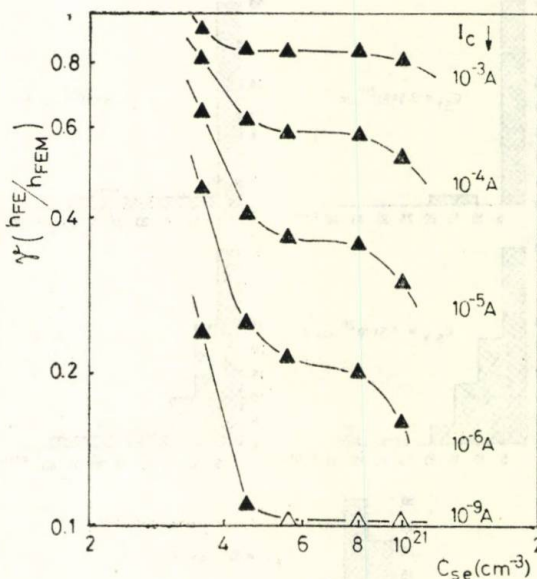


Fig. 5. Dependenta liniarității cîștigului static de concentrația superficială a emitorului avînd ca parametru curentul de colector.

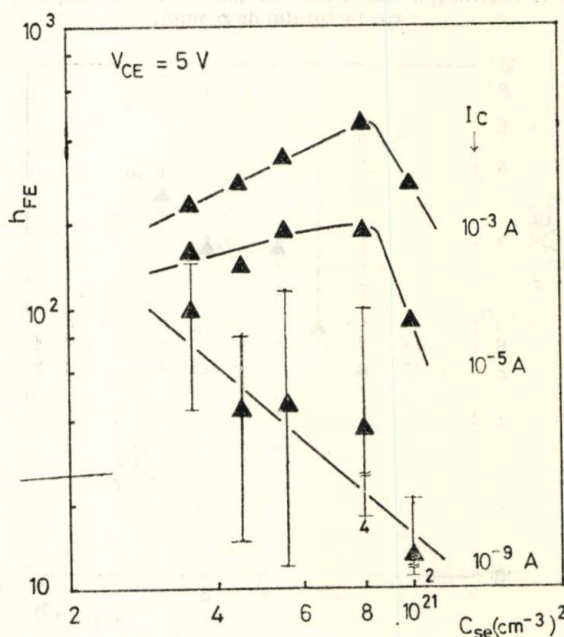


Fig. 6. Dependenta cîștigului static în curent de concentrația superficială a emitorului avînd ca parametru curentul de colector.

Concluzii

În lucrare s-a demonstrat că nivelul zgomotului de joasă frecvență crește cu creșterea concentrației de dopare a emitorului. Prin folosirea unui procedeu tehnologic de eliminare a defectelor introduse de etapele de procesare anterioare difuziei fosforului, efectele observate au fost atribuite unor fenomene combinate de generare — recombinație și trapare pe nivele adânci asociate defectelor cristalografice induse de fosfor. Defectele au fost evidențiate prin corodare preferențială Sirtl și inspecție optică.

S-a observat existența unui prag de concentrație ($\approx 4,5 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$) peste care atît zgomotul de joasă frecvență, cît și liniaritatea câștigului static se degradează brusc.

Valoarea de „prag” coincide cu limita (semnalată în literatura de specialitate) de concentrație peste care emitorul este afectat de defecte cristalografice. Numărul tranzistoarelor afectate de zgomot de explozie crește cu creșterea concentrației de emitor, consecință probabilă a formării benzilor de impuritate.

Bibliografie

- [1] Yamamoto, S., Watanabe, M., Fuse, N., Yonezawa, T., Nakamura, M., On Perfect Crystal Device Technology for Reducing Flicker Noise in Bipolar Transistors in: Le bruit de fond de composant actifs semiconducteurs Colloques intern. du C.N.R.S. 1970, p. 87—89.
- [2] Brodersen, A. J., Cook, K. B., Chenette, E. R., Low-Frequency Noise Sources in Integrated Circuit Transistors. In: Le bruit de fond de composant actifs semiconducteurs. Colloques Intern. du C.N.R.S., 1970, p. 91—93.
- [3] Duffy, M. C., Barson, F., Fairfield, J. M., Schwutke, G. H. Effects of High Phosphorus Concentration on Diffusion into Silicon. In: J. Electrochem. Soc., vol. 115, 1968, p. 84—87.
- [4] Khajezadeh, H., McCaffrey, T. T. Material and Process Considerations for Monolithic Low-1/f—Noise Transistors. In: Proc. of the IEEE, vol. 57, 1969, p. 1518—1569.
- [5] Werner, W. M. The Influence of Fixed Interface Charges on the Current — Gain Falloff of Planar n-p-n Transistors. In: J. Electrochem. Soc., vol. 123, 1976, p. 540—543.
- [6] Kannam, P. J. Effect of Emitter Doping on Device Characteristics. In: IEEE Trans. ED, vol. ED—20, 1973, p. 845—851.
- [7] Petroff, P. M., Rozgonyi, G. A., Sheng, T. T., Elimination of Process-Induced Stacking Faults by Preoxidation Gettering of Si Wafers. In: J. Electrochem. Soc., vol. 123 1976, p. 565—570.
- [8] Rozgonyi, G. A., Kushner, R. A., The Elimination of Stacking Faults by Preoxidation Gettering of Silicon Wafers. In: J. of Electrochem. Soc., vol. 123, 1976, p. 570—576.
- [9] Rozgonyi, G. A., Petroff, P. M., Read, M. H. Elimination of Oxidation-Induced Stacking Faults by Preoxidation Gettering of Silicon Wafers. In: J. Electrochem. Soc., vol. 122, 1975, p. 1725—1729.
- [10] Fairfield, J. M., Schwutke, G. H. Precipitation Effects in Diffused Transistors Structures. In: J. Appl. Phys., vol. 37, 1966, p. 1536—1541.
- [11] Lawrence, J. E. Diffusion-Induced Stress and Lattice Disorders in Silicon. In: J. of Electrochem. Soc., vol. 113, 1966, p. 819—824.
- [12] Czaja, E. Conditions for the Generation of Slip by Diffusion of Phosphorus into Silicon. In: J. Appl. Phys., vol. 37, p. 3441—3446.
- [13] Morris, B. L., Katz, L. E., Reduction of Excess Phosphorus and Elimination of Defects in Phosphorus Emitter Diffusions. In: J. of Electrochem. Soc., vol. 125, 1978, p. 762—765.
- [14] Fair, R. B., Quantified Conditions for Emitter — Misfit Dislocation Formation in Silicon. In: J. of Electrochem. Soc., vol. 125, p. 923—926.
- [15] Hu, C., Oldham, W. G. Carrier recombination through donor/acceptor in heavily doped silicon. In: Appl. Phys. Lett., vol. 35, 1979, p. 626—639.

CZ 621.3.017.8

CIP
PLACHETĂ
RANDAMENT

Estimarea numărului minim de cipuri bune pe plachetă

CONSTANTIN POPESCU, DAN ȘERBĂNESCU * — București

Introducere

În determinarea costului de producție pentru orice dispozitiv semiconductor, estimarea numărului minim de structuri bune pe plachetă constituie o problemă de importanță deosebită.

O plachetă de siliciu conține potențial N_p cipuri întregi. Dintre acestea, datorită diferitelor mecanisme de defectare, inerente procesului tehnologic, o parte se pierd.

Notind :

Y — randamentul de plachetă;

N_b — numărul de structuri bune pe plachetă;

se poate scrie :

$$N_b = Y N_p. \quad (1)$$

Lucrarea de față își propune determinarea valorii minime a numărului de structuri bune pe plachetă, în cele mai rele condiții.

1. Calculul numărului minim de cipuri întregi

Datorită formei circulare a plachetei față de forma dreptunghiulară a cipurilor, pe marginea plachetei apar cipuri incomplete. Numărul potențial de cipuri întregi depinde de poziționarea măștilor pe plachetă și de dimensiunile geometrice ale cipului și plachetei. Determinarea costului pe bucată impune calculul numărului minim de cipuri întregi în cele mai rele condiții.

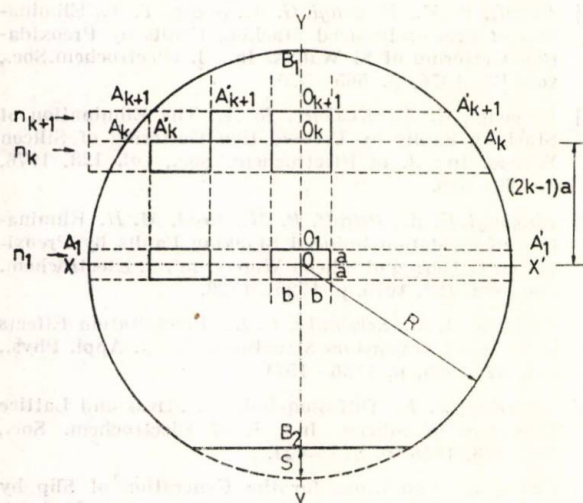


Fig. 1. Așezarea rețelei de cipuri pe plachetă.

Se consideră un cip de dimensiuni $2a \times 2b$ și notațiile din figura 1. Pe rîndul care are drept axă de simetrie axa XX' se află un număr de cipuri:

$$n_1 = \left[\frac{A_1 A'_1}{2b} \right] = \left[\frac{\sqrt{R^2 - a^2}}{b} \right], \quad (2)$$

unde $[M]$ = parte întreagă din M .

Fie n_k numărul de cipuri întregi pe rîndul k . La trecerea de la rîndul k la rîndul $k+1$ se pot scrie relațiile:

$$A_k O_k = \sqrt{R^2 - (2k-1)^2 a^2}, \quad (3)$$

$$A_{k+1} O_{k+1} = \sqrt{R^2 - (2(k+1)-1)^2 a^2}, \quad (4)$$

$$A''_k O_k = n_k b, \quad (5)$$

$$\lambda_k = \frac{A''_k O_k - A_{k+1} O_{k+1}}{2b}. \quad (6)$$

Dacă:

$$a) \lambda_k \leq 0; n_{k+1} = n_k, \quad (7)$$

$$b) \lambda_k > 0; n_{k+1} = n_k - 2([\lambda_k + 1] + [\lambda_k - [\lambda_k] - 1]). \quad (8)$$

Pe segmentele OB_1 și OB_2 se află un număr de rînduri respectiv:

$$K_{1M} = \left[\frac{R-a}{2a} \right]; \quad K_{2M} = \left[\frac{R-a-S}{2a} \right], \quad (9)$$

unde S are semnificația din figura 1.

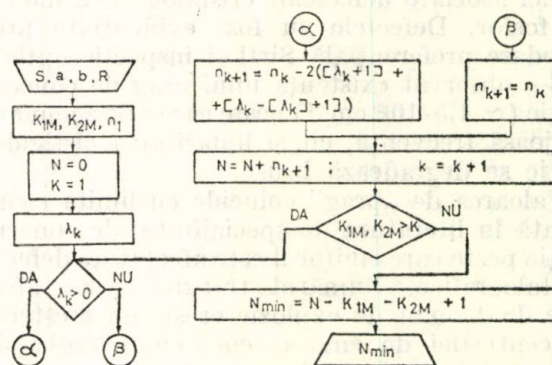


Fig. 2. Organigrama algoritmului de calcul.

Numărul minim de cipuri întregi va fi:

$$N = \sum_{k_1=2}^{K_{1M}} n_{k_1} + \sum_{k_2=2}^{K_{2M}} n_{k_2} + n_1. \quad (10)$$

La deplasarea rețelei de cipuri pe direcțiile XX' , YY' se pot pierde cel mult $(n_1 + K_{1M} + K_{2M} - 1)$ cipuri, ceea ce conduce la:

$$N_{\min} = \sum_{k_1=2}^{K_{1M}} n_{k_1} + \sum_{k_2=2}^{K_{2M}} n_{k_2} - K_{1M} - K_{2M} + 1. \quad (11)$$

Organigrama algoritmului de calcul pentru $N_{\min}$ se prezintă în figura 2. Cu ajutorul unui calculator HP 9100A s-au trasat curbele de estimare a numărului minim de cipuri întregi (fig. 3) funcție de dimensiunile cipului pentru 2 tipuri de plachete ($R = 19$ mm și $R = 25,4$ mm).

2 Randamentul pe plachetă

Randamentul pe plachetă depinde de o serie de factori care cauzează pierderi statistice. Dintre aceștia se remarcă:

a. erori tehnologice:

— deviații de la parametrii optimi de proces (difuzie, oxidare, fotograură);

— erori de manipulare, dezaliniere măști;

b. defecte punctiforme de material (strat epitaxial, strat de fotorezist, strat de SiO_2).

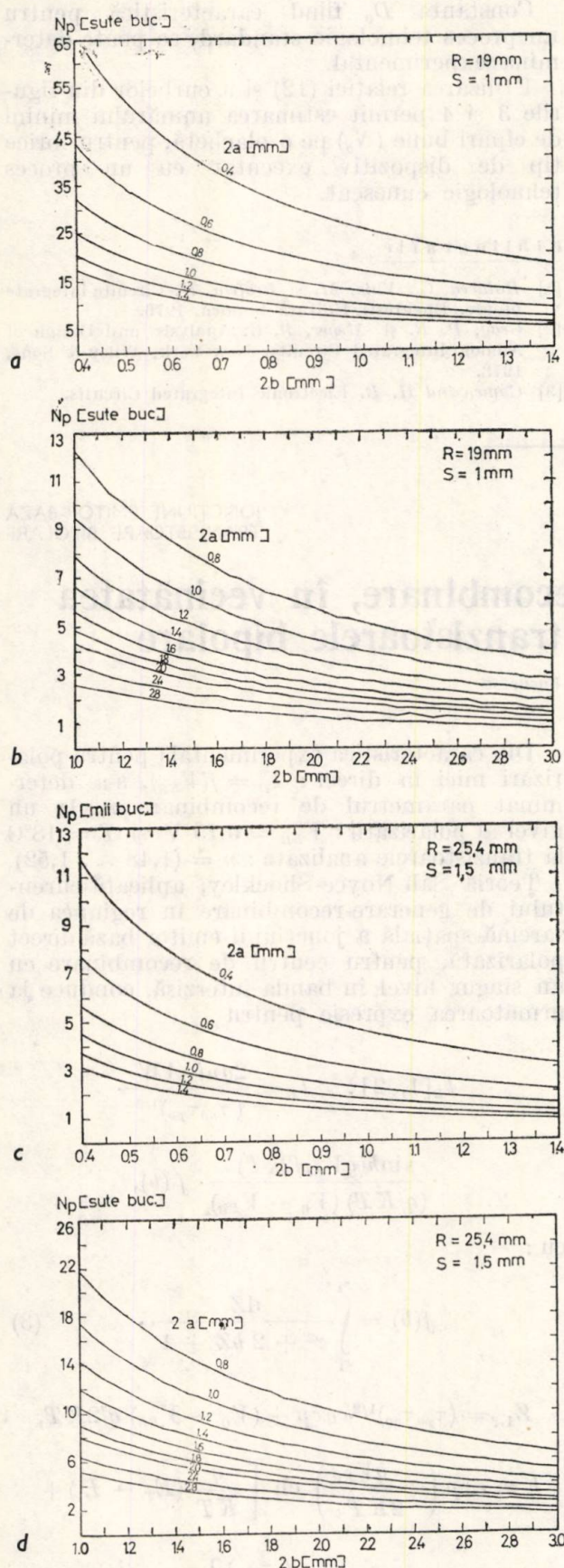


Fig. 3. (a, b, c, d) Număr minim de structuri întregi pe plachetă.

Erorile tehnologice sînt specifice fazei de cercetare și nu se pot lua în considerație pentru un proces de producție bine controlat, realizat cu o tehnologie standard. Atunci randamentul pe plachetă va depinde numai de repartiția defectelor punctiforme.

Probabilitatea ca un dispozitiv semiconductor să nu funcționeze datorită unui defect punctiform crește cu creșterea ariei efective a dispozitivului. Considerînd în calcule aria cipului $2a \times 2b$, mai mare întotdeauna decît aria efectivă, aprecierea randamentului pe plachetă se face în cea mai defavorabilă ipoteză.

Pentru o repartiție a defectelor punctiforme de tip Boltzmann randamentul pe plachetă este dat de relația :

$$Y = e^{-D_0 A}. \quad (12)$$

unde :

A este aria cipului [mm^2],

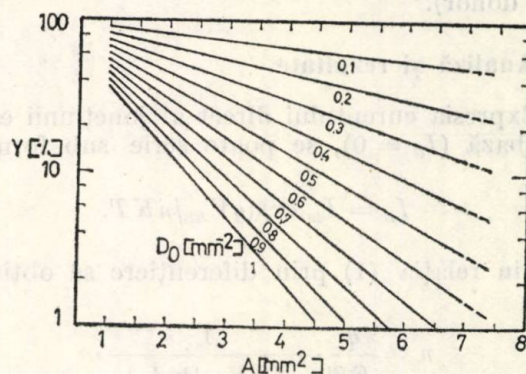
D_0 — constantă [mm^{-2}].

Relația (12) concordă cu rezultatele experimentale pentru cipuri de arie mică (maximum 7 mm^2). Distribuția de tip Boltzmann conduce la o scădere prea rapidă a randamentului pe plachetă la cipuri de arie mare. O aproximare mai bună se obține plecînd de la o repartiție a defectelor de tip Bose-Einstein, care conduce la relația :

$$Y = \frac{1}{1 + D_0 A}, \quad A < 7 \text{ mm}^2, \quad (13)$$

unde A și D_0 au aceleași semnificații.

Din relațiile (12) și (13) rezultă semnificația fizică a constantei D_0 : $1/D_0$ este acea arie de cip pentru care randamentul Y este $1/e$ pentru o distribuție a defectelor punctiforme de tip Boltzmann, respectiv $1/2$ pentru o distribuție Bose-Einstein. Cipurile uzuale realizate la CCSITS, sînt de arie mai mică de 7 mm^2 . În figura 4 se prezintă curbe $Y = Y(D_0, A)$ pentru mai multe valori date lui D_0 .

Fig. 4. Randament pe plachete pentru cipuri de arie mai mică de 7 mm^2 .

3 Concluzii

În lucrare se efectuează calculul numărului minim de cipuri întregi (N_p) de pe o plachetă și se estimează randamentul pe plachetă pentru un proces tehnologic standard.

Cu cât raportul laturilor cipului se depărtează de unitate, pierderile pe marginea plachetei depind mai puternic de orientarea rețelei față de axa XX' (fig. 1). Din figura 3 se observă că, la aceiași arie $2a \times 2b$, se obține un număr minim de cipuri întregi mai mare în cazul când rețeaua se orientează astfel ca latura mai mare a cipului ($2b$) să fie paralelă cu axa XX' (respectiv paralelă cu coarda de reper a plachetei).

Constanta D_0 fiind caracteristică pentru un proces tehnologic standard, se poate determina experimental.

Utilizarea relației (12) și a curbelor din figurile 3 și 4 permit estimarea numărului minim de cipuri bune (N_b) pe o plachetă, pentru orice tip de dispozitiv executat cu un proces tehnologic cunoscut.

Bibliografie

- [1] Bulucea, C., Vais, M. și Profeta, H. Circuite integrate liniare. București, Editura tehnică, 1976.
- [2] Gray, P. R. și Meyer, R. G. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, New-York, Wiley & Sons, 1978.
- [3] Camensind H. R. Electronic Integrated Circuits.

CZ 621.373.4: 621.314.7

JONCTIUNE EMITOR-BAZĂ
TRANZISTOARE BIPOLARE

Analiza centrilor adânci de recombinare, în vecinătatea joncțiunii emitor-bază la tranzistoarele bipolare

DAN LUNGU* — București

Introducere

Analiza caracteristicii în direct și invers la joncțiunea emitor-bază a tranzistoarelor bipolare, indică existența unor centri adânci de recombinare în vecinătatea joncțiunii, ce conduc la o creștere a componentei de recombinare a curentului de bază.

Tranzistoarele analizate, sînt de tip NPN cu un profil de impurități și o geometrie superficială cunoscute, nedopate intenționat cu centri adânci de recombinare.

Se evidențiază, existența unor centri de recombinare în vecinătatea joncțiunii emitor-bază, cu un nivel adînc în banda interzisă, E_T situat la 0,030 eV sub nivelul Fermi intrinsec E_i , cu raportul secțiunilor de captură pentru electroni și goluri: $\sigma_{no}/\sigma_{po} = 10^4$ (centri de tip donor).

1. Analiză și rezultate

Expresia curentului direct al joncțiunii emitor-bază ($I_C = 0$), se poate scrie sub forma:

$$I_B = I_{BO} \exp(qV_{EB}/nKT). \quad (1)$$

Din relația (1) prin diferențiere se obține:

$$n = \frac{q}{KT} \cdot \frac{1}{d/dV_{EB}[\ln I_B]}. \quad (2)$$

Din caracteristica experimentală pentru polarizări mici în direct: $I_B = f(V_{EB})$, s-a determinat parametrul de recombinare n , la un nivel al polarizării: $V_{EB} = 0,15$ V și $T = 18^\circ\text{C}$ la tranzistoarele analizate: $n = (1,48 \dots 1,52)$.

Teoria Sah-Noyce-Shockley, aplicată curentului de generare-recombinare în regiunea de sarcină spațială a joncțiunii emitor-bază direct polarizată, pentru centrii de recombinare cu un singur nivel în banda interzisă, conduce la următoarea expresie pentru

$$I_B[1, 2]: \quad I_B = \frac{2qni AW}{(\tau_{no}\tau_{po})^{1/2}} \cdot \frac{\sinh(qV_{EB}/2kT)}{(q/KT)(V_0 - V_{EB})} \cdot f(b),$$

cu:

$$f(b) = \int_{z_1}^{z_2} \frac{dZ}{z^2 + 2bZ + 1}, \quad (3)$$

$$Z_{1,2} = (\tau_{po}\tau_{no})^{1/2} \cdot \exp \pm (V_0 - V_{EB}) q/2KT,$$

$$b = \exp\left(\frac{-qV_{EB}}{2KT}\right) \operatorname{ch}\left[\frac{q}{KT}(E_T - E_i) + \frac{1}{2} \ln\left(\frac{\tau_{po}}{\tau_{no}}\right)\right],$$

* CCSITS — București

$$\tau_{po} = \frac{1}{N_t \sigma_{po} V_{th}} \quad \tau_{no} = \frac{1}{N_t \sigma_{no} V_{th}},$$

- τ_{no} — timpul de viață pentru electroni în Si P⁺;
 τ_{po} — timpul de viață pentru goluri în Si N⁺;
 σ_{no} — secțiunea de captură pentru electroni în Si P⁺;
 σ_{po} — secțiunea de captură pentru goluri în Si N⁺;
 N_t — densitatea centrilor de recombinare;
 A — aria joncțiunii emitor-bază;
 W — lărgimea regiunii de sarcină spațială;
 V_{th} — viteza termică a purtătorilor;
 V_0 — tensiunea internă a joncțiunii emitor-bază;
 E_T — nivelul introdus de centrii de recombinare în B. I;
 E_i — nivelul Fermi intrinsec;
 V_{EB} — nivelul polarizării în direct fixat la valoarea: 0,15 V;
 T — temperatura absolută în °K;
 K — constanta lui Boltzman.

Pentru nivelele mici de polarizare în direct, limitele funcției $f(b)$; Z_1 și Z_2 se pot extinde la 0, respectiv la ∞ , [1] cu o eroare foarte mică:

$$f(b) = \int_0^\infty \frac{dz}{z^2 + 2bz + 1} = \begin{cases} \frac{\arccos b}{(1-b^2)^{1/2}}, & b < 1, \\ 1 & b = 1, \\ \frac{\ln [b + (b^2 - 1)^{1/2}]}{(b^2 - 1)^{1/2}}, & b > 1. \end{cases} \quad (4)$$

Joncțiunea emitor-bază la polarizări mici în direct, se aproximează cu o joncțiune liniar-gradată:

$$w \sim (V_0 - V_{EB})^{1/3}. \quad (5)$$

Din relațiile (2), (3), (4), în urma efectuării calculelor, rezultă:

$$n = \frac{1}{\frac{2}{3} \frac{KT}{q} \cdot \frac{1}{V_0(T) - V_{EB}} + \frac{1}{2} \operatorname{ctg} h \frac{qV_{EB}}{2KT} - \frac{b}{2} \left[\frac{b}{1-b^2} - \frac{1}{(1-b^2)^{1/2} \arccos b} \right]} \quad b < 1, \quad (6a)$$

$$n = \frac{1}{\frac{2}{3} \frac{KT}{q} \cdot \frac{1}{V_0(T) - V_{EB}} + \frac{1}{2} \operatorname{ctg} h \left(\frac{qV_{EB}}{2KT} \right) - \frac{b}{2} \left\{ \frac{-b}{b^2 - 1} + \frac{1}{(b^2 - 1)^{1/2} \ln [b + (b^2 - 1)^{1/2}]} \right\}} \quad b > 1. \quad (6b)$$

Tensiunea internă $V_{0(T)}$ a joncțiunii emitor-bază, este dedusă utilizând rezultatele lucrării [3]: $V_0 = f(C_s/ni)$ cu C_s/C_B — parametrul pentru o joncțiune difuzată cu profil gaussian, unde:

- C_s — concentrația de suprafață a joncțiunii emitor-bază: $8 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$;
 C_B — concentrația medie în bază: $4 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$;
 $ni(T)$ — concentrația intrinsecă de purtători calculată cu relația:

$$ni(T) = ni(300^\circ\text{K}) \left(\frac{T}{300} \right)^{3/2} \exp \left(- \frac{E_g}{2K} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{300} \right) \right), \quad (7)$$

neglijând variația lărgimii benzii interzise cu temperatura.

Pentru determinarea poziției în banda interzisă a nivelului adînc, se studiază caracteristica în invers a joncțiunii funcție de temperatură.

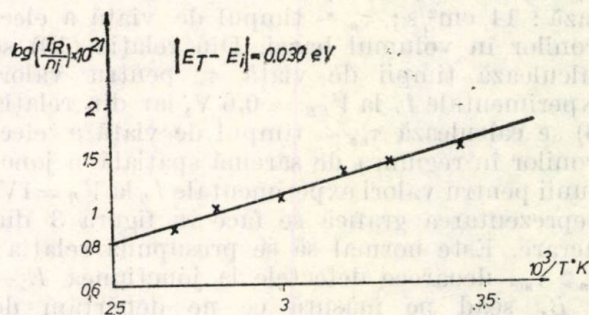


Fig. 1. Curbă tipică: $\log(I_R/n_i)$ funcție de $10^3/T^\circ\text{K}$, la o polarizare inversă: $V_R = 4\text{V}$, la joncțiunea emitor-bază a tranzistoarelor analizate. Din panta drepte rezultă: $E_T - E_i = 0,030 \text{ eV}$.

În figura 1, se prezintă caracteristica tipică: $\log(I_R/n_i) = f(10^3/T)$, la $V_R = 4\text{V}$. Curentul de generare în regiunea de sarcină spațială a unei joncțiuni invers polarizate are expresia:

$$I_R = \frac{-0,5 A W q n i}{(\tau_{no} \tau_{pc})^{1/2} \cos h \left[(E_T - E_i)/KT + \frac{1}{2} \ln(\tau_{po}/\tau_{no}) \right]}, \quad (8)$$

sau după simple transformări:

$$I_R = \frac{-AWqni}{\tau_{po} \in (E_T - E_i)/KT + \tau_{no} E^{(E_T - E_i)/KT}}, \quad (9)$$

Din panta curbei, rezultă: $E_T - E_i = \pm 0,030$ eV.

Considerându-se $E_T - E_i = -0,030$ eV, se calculează și se trasează în figura 2 din lucrare, setul de curbe: $n = f(T)$ cu σ_{no}/σ_{po} — parametrul, pentru nivelul polarizării: $V_{EB} = 0,15$ V, pe baza relației (6) din lucrare. Interpolind cu o valoare a parametrului de recombinare: $n = 1, 5$, rezultă pentru $T = 18^\circ\text{C}$; $\sigma_{no}/\sigma_{po} = 10^4$. La polarizări în direct suficient de mari: $V_{EB} = 0,6$ V componenta dominantă a curentului în direct, este cea de difuzie, dată de relația:

$$I_B = Aq \cdot \left(\frac{Dn}{\tau_n}\right)^{1/2} \cdot \left(\frac{ni^2}{C_B}\right) e^{qV_{EB}/KT}, \quad (10)$$

unde:

D_n este constanta de difuzie a electronilor în bază: $14 \text{ cm}^2/\text{s}$; τ_n — timpul de viață a electronilor în volumul bazei. Din relația (10) se calculează timpii de viață τ_n pentru valori experimentale I_B la $V_{EB} = 0,6$ V, iar din relația (8) se calculează τ_{no} — timpul de viață a electronilor în regiunea de sarcină spațială a joncțiunii pentru valori experimentale I_R la $V_R = 1$ V. Reprezentarea grafică se face în figura 3 din lucrare. Este normal să se presupună relația: $\tau_n \geq \tau_{no}$, deoarece defectele la joncțiunea E — B, scad pe măsură ce ne depărtăm de joncțiune [4].

Din analiza relațiilor de calcul, rezultă că pentru mărimile $E_T - E_i$ și $\ln(\tau_{po}/\tau_{no})$, există o singură combinație de semne care satisface condiția: $\tau_n \geq \tau_{no}$: $E_T - E_i < 0$ și $\ln(\tau_{po}/\tau_{no}) > 0$.

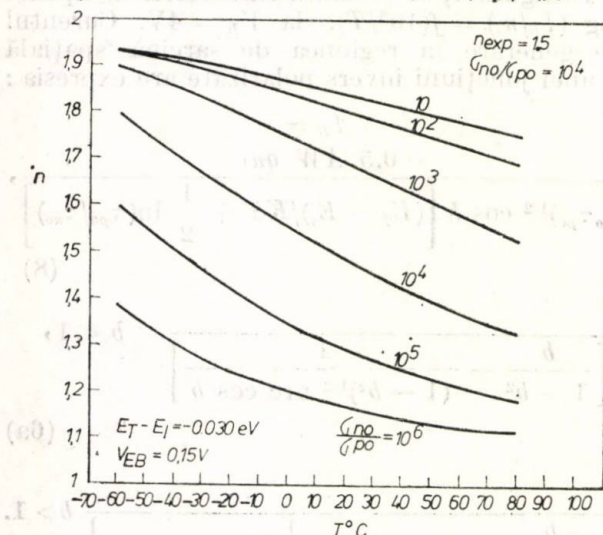


Fig. 2. Calculul parametrului n de recombinare funcție de temperatură cu raportul secțiunilor de captură: σ_{no}/σ_{po} ca parametrul, la joncțiunea emitor-bază a tranzistoarelor analizate.

Acest rezultat este în contradicție cu cel al lucrării [5]. În figura 4 din lucrare, se prezintă

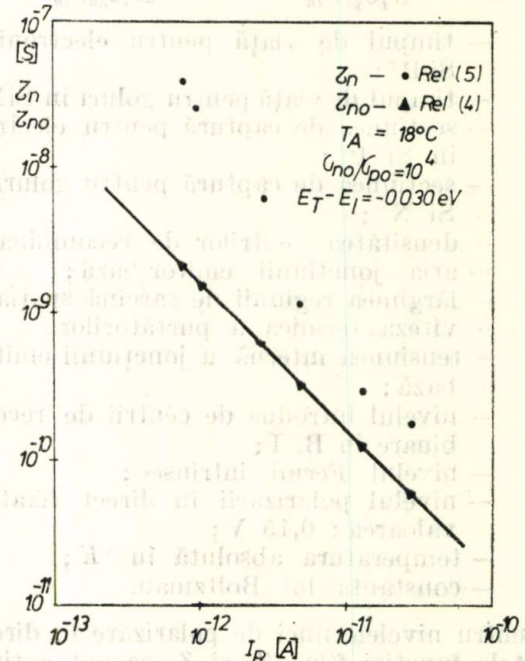


Fig. 3. Calculul timpilor de viață a purtătorilor minoritari la $T_A = 18^\circ\text{C}$, în volumul bazei și în regiunea de sarcină spațială a joncțiunii emitor-bază: τ_n respectiv τ_{no} la tranzistoarele analizate.

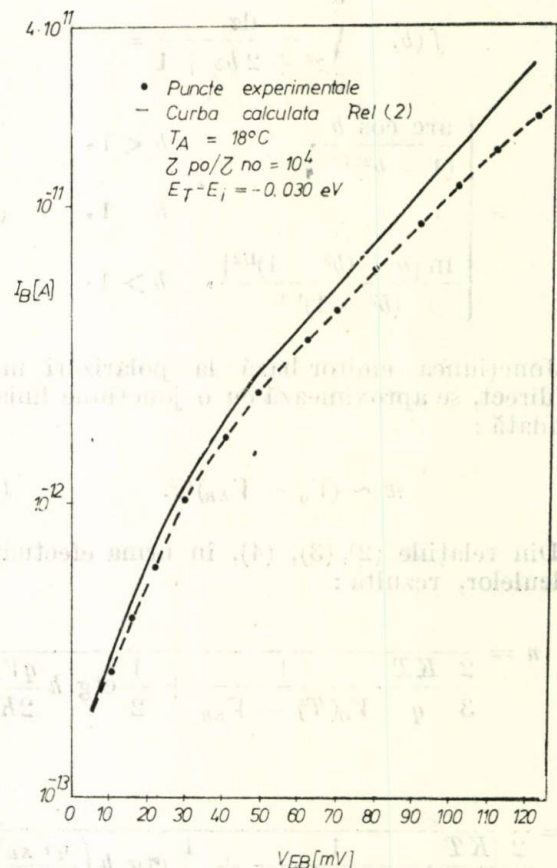


Fig. 4. Curbă tipică experimentală: $I_B = f(V_{EB})$ și calculată la $T_A = 18^\circ\text{C}$, pentru nivele mici de polarizare în direct la joncțiunea emitor-bază a tranzistoarelor analizate.

comparativ, caracteristica în direct $I_B = f(V_{EB})$ experimentală și calculată conform relației (3) din lucrare, remarcându-se concordanța foarte bună, de unde rezultă valabilitatea modelului de analiză propus.

Caracteristicile centrilor de recombinare de la joncțiunea $E - B$ a tranzistoarelor bipolare analizate: $E_T - E_i < 0$ și $\sigma_{no}/\sigma_{po} \gg 1$ sau $\tau_{po}/\tau_{no} \gg 1$, indică faptul că acești centri sînt de tip donator (sub nivelul Fermi intrinsec E_i). Raportul $\sigma_{no}/\sigma_{po} \gg 1$, se explică fizic prin o amplificare a capturii electronilor, datorită atracției coulombiene a centrilor de recombinare de tip donator, care în stare ionizată sînt încărcăți pozitiv [6].

2. Discuții

Metoda de analiză propusă, este valabilă pentru polarizări în direct suficient de mici: $V_{EB} < V_0/2$ și polarizări V_R mari, dar mult sub nivelul multiplicării prin avalanșă a purtătorilor.

Este posibil ca centrii de recombinare existenți în vecinătatea joncțiunii, să introducă mai multe nivele în BI , metoda nefiind capabilă să evidențieze, decît nivelul adînc cel mai apropiat de E_i .

Valoarea experimentală $I_R(V_R = 1V)$ utilizată în relația (8) la calculul timpului de viață τ_{no} , are 2 componente: una de generare în regiunea de sarcină spațială a joncțiunii și una de difuzie, deci timpii de viață τ_{no} calculați cu relația (8), sînt mai mici decît cei reali. Această diferență se observă și în figura 4 din lucrare, unde se prezintă caracteristica tipică în direct: $I_B = f(V_{EB})$, experimentală și calculată. Această diferență se micșorează pentru dispozitive cu curenți de generare în invers I_R mari, componenta generării fiind în acest caz dominantă față de cea de difuzie.

3. Concluzii

Se evidențiază existența unor centri adînci de recombinare (tip donator) cu caracteristicile $E_T - E_i = -0,030$ eV, $\sigma_{no}/\sigma_{po} = 10^4$, la joncțiunea emitor-bază a tranzistoarelor bipolare tip NPN analizate.

Poziția nivelului E_T în banda interzisă, se deduce din variația curentului invers I_R , cu temperatura ($V_R = 4V$) la joncțiunea emitor-bază.

Se calculează și se trasează grafic parametrul de recombinare $n = f(T, \sigma_{no}/\sigma_{po})$, pentru un nivel al polarizării directe: $V_{EB} = 0,15$ V.

Se calculează și se trasează grafic, timpii de viață ai purtătorilor minoritari în regiunea de sarcină spațială a joncțiunii și în volum: τ_{no} respectiv τ_n , verificîndu-se ipoteza de calcul: $E_T - E_i < 0$ și $\tau_n \geq \tau_{no}$.

Se prezintă comparativ, caracteristica în direct: $I_B = f(V_{EB})$, calculată cu relația (3) și experimentată, remarcîndu-se o bună concordanță a rezultatelor.

Modelul de analiză propus în lucrare, bazat pe teoria Sah-Noyce-Shockley a centrilor de recombinare, cu un nivel adînc în banda interzisă (neglijînd recombinarea de suprafață), oferă o metodă rapidă de determinare a parametrilor ce caracterizează centrii adînci de recombinare: E_T , σ_{no}/σ_{po} în vecinătatea joncțiunii emitor-bază a tranzistoarelor bipolare, sau în caz general, a unei joncțiuni $p-n$.

Bibliografie

- [1] Sah, C. T., Noyse, R. N. and Shockley, W. Carrier generation and recombination in $P - N$ junctions and $P - N$ junction characteristics. In: Proc. I.R.E., vol. 45, 1957, p. 1228.
- [2] Shockley, W., and Read, W. T. Statistics of the recombination of holes and electrons. In: Physical Review, vol. 87, 1952, p. 835.
- [3] Wilson, P. R. The built in voltage of diffused $p - n$ junctions. In: Solid-State Electronics, vol. 12, 1969, p. 675.
- [4] Whelan, M. V. Leakage currents of $n + p$ silicon diodes with different amounts of dislocations. In: Solid-State Electronics, vol. 12, 1969, p. 963.
- [5] Bartholomew, C. Y. Recombination centers in silicon transistor emitter-base junctions. In: I.E.E.E. Transactions on Electron Devices, ED-14, 1967, p. 452.
- [6] Desphande, R. Y. Donor type generation-recombination centers in diffused silicon devices. In: Radiation effects, vol. 4, 1970, p. 285.
- [7] Daw, A. N. and Chowdhury, N.K.D. On the variation of the lifetime of minority carriers in a junction transistors with the level of the injection. In: Solid-State Electronics, vol. 7, 1964, p. 799.
- [8] Kircher, C. J. Comparison of leakage currents in ion-implanted and diffused $p-n$ junctions. In: J. Appl. Phys., vol. 46, 1975, p. 2167.
- [9] Gopen, H. J. and Yu, A.Y.C. h_{FE} falloff at low temperatures. In: I.E.E.E. Transaction on Electron Devices ED-18, 1971, p. 1146.

Testarea circuitelor integrate liniare

TEODOR CĂLIN, MIHAI NIȘULESCU* — București

Dezvoltarea rapidă a producției de circuite integrate liniare (CIL) și utilizarea lor tot mai largă a condus la necesitatea elaborării de tehnologii și echipamente destinate testării acestora atât în cadrul procesului de fabricație, cât și la utilizator sau în activitatea de întreținere și depanare. Condițiile de testare pentru aceste circuite sînt diferite, în funcție de domeniul în care se efectuează testarea. În consecință, și echipamentele de testare vor avea structuri diferite.

În cele ce urmează se propune analiza condițiilor și necesităților de testare pentru CIL în fabricație, la utilizator și în întreținere și depanare, ca și prezentarea modalităților specifice de testare și echipamente destinate testării principalelor familii de circuite: amplificatoare operaționale (AO), comparatoare și stabilizatoare de tensiune.

Testarea în fabricație

Echipamentele de testare utilizate în cadrul fabricației de circuite trebuie să asigure o viteză mare de testare, pentru asigurarea unei productivități ridicate, și o mare flexibilitate, pentru a putea fi adaptate ușor la necesitățile impuse de schimbarea parametrilor și a tipurilor și familiilor de circuite testate. De asemenea, ele trebuie să asigure evidența testării circuitelor și statistica defectelor și randamentelor de fabricație. Pentru a îndeplini toate aceste condiții se utilizează sisteme de testare controlate de calculator. Flexibilitatea unui astfel de sistem de testare este realizată prin constituirea sa dintr-un set de instrumente programabile, conectate la dispozitivul testat printr-o matrice de conexiuni (matrice de configurare), de asemenea programabilă (fig. 1). Adaptarea sistemului pentru testarea diferitelor familii de circuite poate necesita totuși utilizarea unor circuite auxiliare. Acestea se încorporează într-un modul de interfață pentru familia de circuite respectivă.

Sistemele de testare pentru fabricația de CIL trebuie să fie interfațabile cu alte echipamente destinate testării: mașini de testare a structurilor pe plachetă, echipamente de alimentare automată a postului de testare cu circuite (handlere), camere climatice etc.

Un sistem de testare de acest gen a fost utilizat de autori pentru testarea familiilor de AO, comparatoare și stabilizatoare de tensiune. Sistemul utilizat este parametric, controlat de calculator. Structura sa cuprinde un ansamblu de instrumente programabile independente: trei generatoare de tensiune programabile, un generator de curent și două voltmetre numerice. Spre deosebire de sistemul prezentat în figura 1, configurarea nu se realizează prin intermediul unei matrice de conexiuni, ci direct

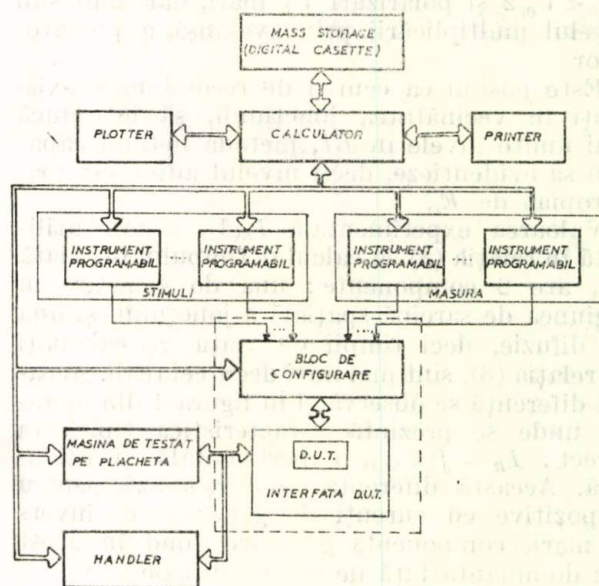


Fig. 1. Sistem automat pentru testarea circuitelor integrate liniare în cadrul fabricației — Schema-bloc.

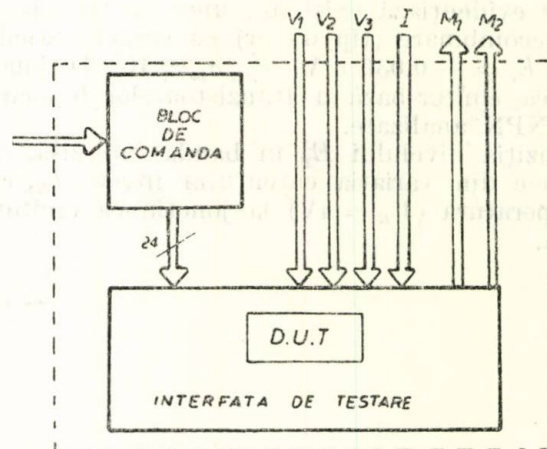


Fig. 2. Blocul de configurare și interfață pentru testare

* CCSITS — București

în interfața de testare. Această soluție conduce la o reducere considerabilă a flexibilității sistemului (necesitînd realizarea de interfețe de testare dedicate pentru fiecare familie de circuite), dar are avantajul simplității, siguranței în funcționare și al unei precizii sporite. Configurarea testelor se realizează cu un grup de 24 comenzi furnizate de un bloc logic de comandă (fig. 2).

Au fost realizate două interfețe de testare specializate (pentru AO și comparatoare și pentru stabilizatoare de tensiune) care fac configurarea testelor cu relee.

Testarea AO și a comparatoarelor de tensiune

Interfața de testare pentru AO și comparatoare realizează testarea tuturor parametrilor de curent continuu cu circuitul de test din figura 3. Circuitul este alcătuit din amplificatorul testat și un amplificator de control, conectate într-o buclă de reacție cu câștig 1 000. Circuitul utilizează trei surse de tensiune programabile și 12 comenzi logice pentru relele de configurare $K_1 - K_{12}$. Releul $K_{7-7'}$ reduce câștigul buclei la 100, pentru a putea fi măsurate și tipuri de circuite ce au câștigul în buclă

deschisă mic: amplificatoare diferențiale, comparatoare etc. Algoritmii de testare sînt simpli, constînd din stabilirea configurației de testare, programarea stimulilor și citirea valorii măsurate de voltmetru. Fiind realizați prin software, acești algoritmi sînt foarte flexibili, putînd realiza temporizări, măsurări în buclă etc. Ei pot fi încorporați în programe de analiză și caracterizare a loturilor de circuite.

Pentru testarea principalilor parametri de c.a. (timpul de răspuns la semnal treaptă, supracreșterea și slew-rate) interfața utilizează circuitul din figura 4. Impulsul de comandă este aplicat prin intermediul unui circuit de comandă (driver) cu nivele programabile, ce asigură timpi de creștere foarte mici. Comparatorul dual de la ieșire va furniza un impuls a cărui durată măsoară viteza de răspuns a circuitului testat. Măsurarea duratei impulsului se face prin comanda încărcării în acest interval T a capacității C la un curent constant I . Pentru a putea măsura cu precizie intervale de timp T foarte scurte, comparatoarele C_1 , C_2 au timpi de comutare foarte mici, iar circuitul de comandă a încărcării capacității C este realizat cu tranzistoare V-MOS (T_1 , T_2).

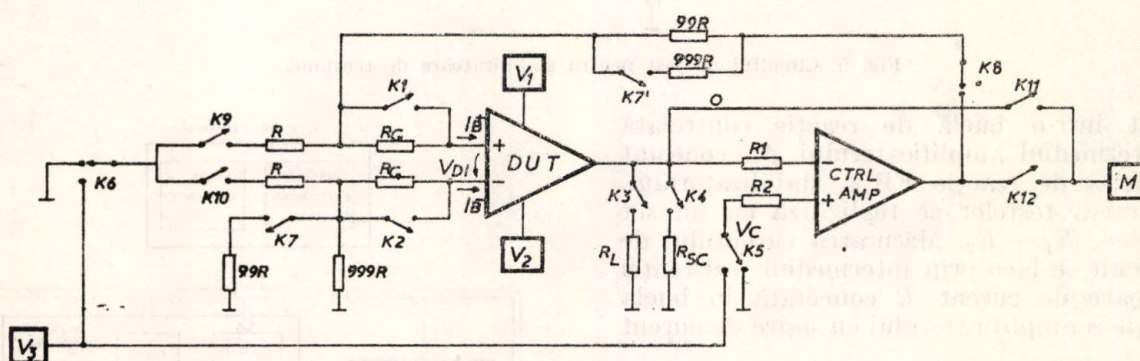


Fig. 3. Circuitul de test pentru parametrii statici ai A.O.

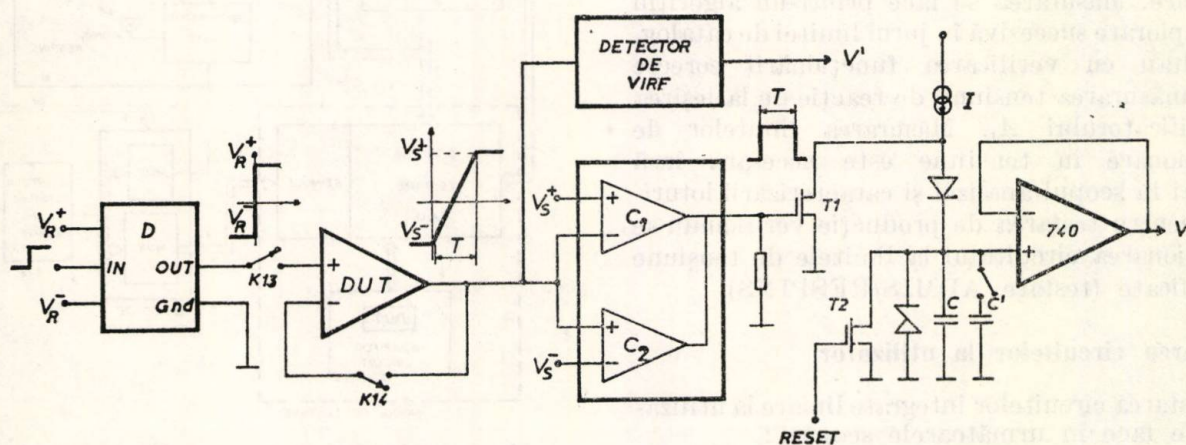


Fig. 4. Circuitul de test pentru parametrii dinamici ai AO.

Testarea stabilizatoarelor de tensiune

Interfața de testare pentru stabilizatoare de tensiune realizează măsurarea tuturor parametrilor de c.c. Structura blocului de interfață este prezentată în figura 5. Ea utilizează două surse de tensiune programabile, pentru programarea tensiunilor de intrare și ieșire ale stabilizatorului și un generator de curent ca sarcină programabilă. Circuitul testat este

— testarea circuitelor înaintea montării acestora, pentru a ușura testarea plăcilor echipate și depănarea lor;

— sortarea de circuite cu anumite valori ale parametrilor, împerechiere etc.

Echipamentele de testare pentru utilizatorii de circuite trebuie să asigure un compromis între viteza de testare, precizie și flexibilitate, la un cost cât mai scăzut. Flexibilitatea acestor echipamente poate fi asigurată printr-o struc-

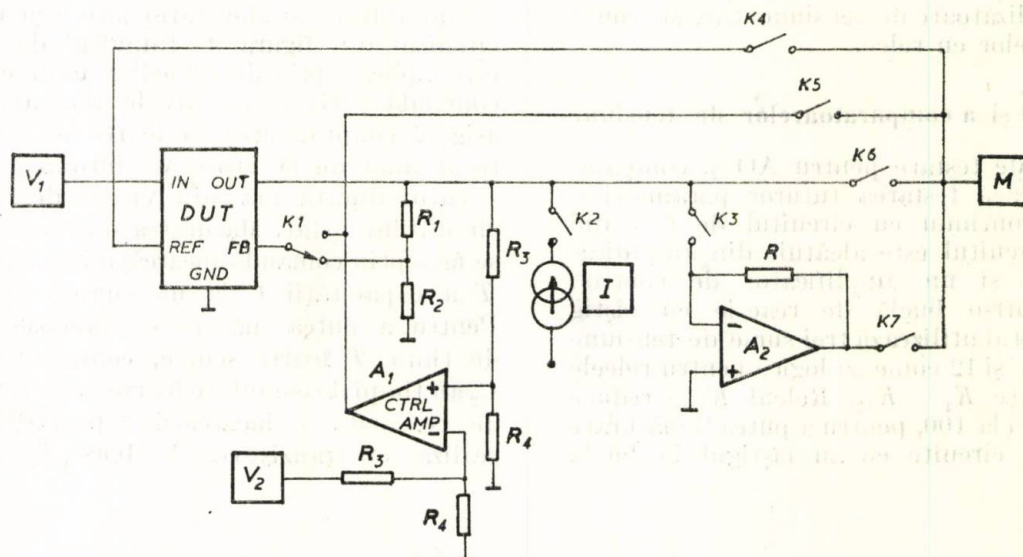


Fig. 5. Circuitul de test pentru stabilizatoare de tensiune.

conectat într-o buclă de reacție controlată prin intermediul amplificatorului A_1 , conectat pe intrarea de reacție FB a stabilizatorului. Configurarea testelor se realizează cu un set de 7 rele, $K_1 - K_7$. Măsurarea curentului de scurtcircuit se face prin intermediul rezistenței traductoare de curent R conectată în buclă de reacție a amplificatorului cu ieșire de curent A_2 .

Circuitul utilizat are dezavantajul măsurării anevoioase a excursiei tensiunilor de intrare și ieșire. Măsurarea se face printr-un algoritm de explorare succesivă în jurul limitei de catalog, simultan cu verificarea funcționării corecte prin măsurarea tensiunii de reacție de la ieșirea amplificatorului A_1 . Măsurarea limitelor de funcționare în tensiune este necesară însă numai în scopul analizei și caracterizării loturilor, pentru testarea de producție verificându-se funcționarea circuitului la limitele de tensiune specificate (testare ADMIS/RESPINS).

Testarea circuitelor la utilizator

Testarea circuitelor integrate liniare la utilizator se face în următoarele scopuri:

— testarea la recepție a loturilor de circuite;

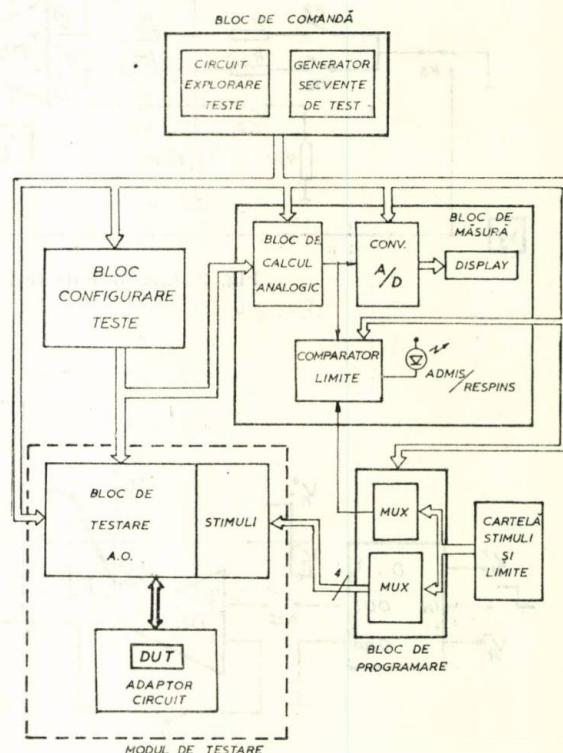


Fig. 6. Echipament de testare a CIL la utilizator. Schema-bloc.

tură modulară (fig. 6), care permite extinderea gamei de circuite ce pot fi testate prin achiziționarea (sau realizarea) de noi module.

Blocul de comandă al echipamentului poate fi un circuit secvențial de explorare a testelor (configurațiile de testare fiind în acest caz cablate), sau poate fi un procesor secvențial, cu programe de testare înscrise pe memorii PROM sau încărcate în memorii RAM. Programarea limitelor de testare se poate face cel mai simplu prin selectare manuală sau cu cartele de circuit imprimat având cablate circuite ce furnizează valorile limitelor. Pentru echipamentele de testare controlate de un procesor secvențial, limitele de testare se înscriu în memorii PROM sau se încarcă în memorii RAM (manual sau printr-o interfață, de pe alt suport).

Absența capacității de procesare a rezultatelor testării face necesară introducerea unor circuite de procesare (analogice sau numerice), care să realizeze nu numai conversii de scări de măsură, dar și diferențe și rapoarte de mărimi măsurate, pentru afișarea directă a valorii parametrului testat.

Una din cele mai simple variante de acest gen, aleasă de autori, este blocul de testare pentru AO din figura 7. Pentru măsurarea curenților de intrare ai AO este necesară efectuarea diferenței între două măsurători succesive, V_{M1} și V_{M2} , aceasta necesitând memorarea primei valori măsurate într-un circuit de eșantionare și memorare SH și utilizarea circuitului A_1 pentru efectuarea diferenței. Pentru măsurarea amplificării în buclă deschisă, această diferență este logaritmată pentru conversia în dB. În final, comutarea câștigului amplificatorului cu câștig programabil A_2 realizează scalarea valorii măsurate.

Întrucât și testarea stabilizatoarelor de tensiune implică efectuarea de măsurători succesive și calcul de diferențe, circuitele de procesare și calcul analogic vor fi încorporate în blocul de măsură (fig. 6). Programarea stimulilor și limitelor poate fi realizată prin utilizarea de convertoare digital-analogice. O soluție mult mai simplă și foarte versatilă constă în utilizarea de cartele de programare a stimulilor și limitelor, având cablate pentru fiecare test (prin circuite de divizare cu rezistențe), tensiuni de comandă pentru stimuli și limitele cu care se compară valoarea măsurată. Tensiunile de comandă pentru stimuli și limitele de testare sînt selectate pentru fiecare test cu ajutorul unor circuite de multiplexare analogică.

Algoritmii de testare implică atât selectarea stimulilor și limitelor de testare, cât și temporizări pentru efectuarea de măsurători succesive și comanda circuitelor de procesare analogică a rezultatelor. De aceea blocul de comandă va cuprinde pe lângă circuitul secvențial de explorare a testelor și un generator de secvențe de test.

Generatoarele de stimuli, implementate direct în blocul de testare al fiecărei familii de circuite (pentru mărirea preciziei de generare a stimulilor), sînt realizate ca amplificatoare de tensiune și generatoare de curent comandate în tensiune. Măsurarea parametrilor se face cu un bloc de conversie analog-digitală și afișare numerică a rezultatelor.

Testarea CIL în întreținere și depanare

În întreținere și depanare, o metodă de testare a CIL simplă și adesea suficientă constă în verificarea funcționării circuitelor pe placă, cu ajutorul unui voltmetru sau al unui oscilo-

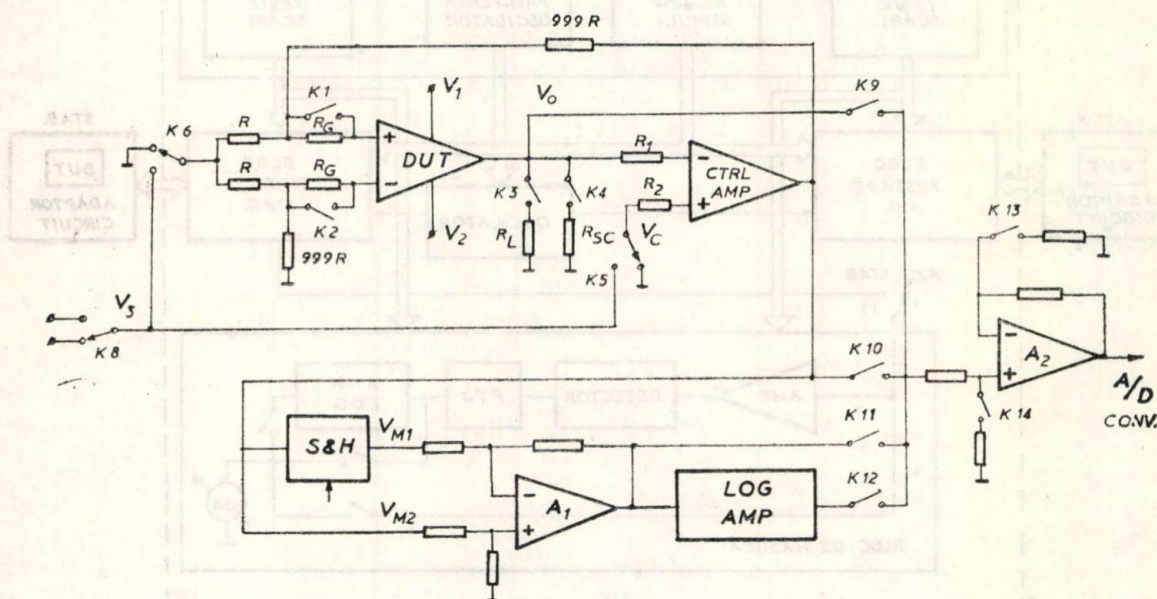


Fig. 7. Blocul de testare pentru A O.

scop. Uneori această metodă nu este posibilă sau nu duce la izolarea defecțiunii, motiv pentru care este necesară testarea circuitelor separat.

Echipamentele destinate acestui scop pot fi simple, versatile, realizând o testare sumară a principalilor parametri, și uneori o testare funcțională. Ele nu impun condiții deosebite de precizie și viteză, putând fi realizate fără probleme deosebite și având dimensiuni reduse și cost scăzut.

Un astfel de echipament, realizat de autori, poate testa familiile de amplificatoare operaționale și stabilizatoare de tensiune. Selectarea testelor se face manual, iar afișarea rezultatelor se face pe un instrument analogic de panou. Blocurile de testare pentru cele două familii de circuite sînt distincte, avînd posturi de testare separate, și pot fi conectate la un bloc unic de măsură (fig. 8). Cele două blocuri de testare pot efectua un set de 6 teste pentru fiecare familie de circuite. Programarea stimulilor se face prin butoane de reglaj de pe panou, iar testarea se face fără comparare cu limite. Echipamentul poate realiza și testarea funcțională a circuitelor avînd încorporat un generator de joasă frecvență, în gama 0,1 Hz — 1 kHz. Pentru simplificarea algoritmului de testare și a circuitului de măsură, un set de teste (amplificarea în buclă deschisă A_0 , rejecția modului comun CMR pentru AO, stabilizarea de intrare și de sarcină pentru stabilizatoare) se efectuează în c.a. Blocul de măsură cuprinde un circuit de redresare și filtrare a semna-

lului alternativ, un amplificator cu câștig comutabil pentru scalare și un amplificator logaritm pentru conversia în dB. La măsurarea curenților de intrare pentru AO, compensarea efectului tensiunii de offset se face manual, prin aducerea la zero a indicației instrumentului cu un potențiomtru de reglaj de pe panou.

Algoritmii de testare constă în măsurări succesive, reglaje și compensări manuale, necesitînd un anumit nivel de pregătire atît pentru utilizarea sa, cît și pentru interpretarea rezultatelor.

Concluzii

Structurile echipamentelor de testare pentru CIL prezentate urmăresc să satisfacă necesitățile și condițiile specifice domeniilor diferite de utilizare. Cele două interfețe de testare pentru AO și stabilizatoare, conectate la sistemul de testare parametric controlat de calculator au fost utilizate în cadrul CCSITS atît pentru testarea de producție, cît și pentru analiza și caracterizarea loturilor de circuite pe parcursul fabricației. Ele asigură o productivitate de 300—800 circuite pe oră și o bună precizie și repetitivitate a măsurătorilor.

Opțiunile și variantele alese de autori pentru structura echipamentului (fig. 6) urmăresc să asigure cît mai multe din facilitățile de testare utilizate în fabricație, avînd în vedere că testarea la utilizator trebuie să fie uneori mai strictă și mai riguroasă decît se face uzual în fabricație (fig. 6).

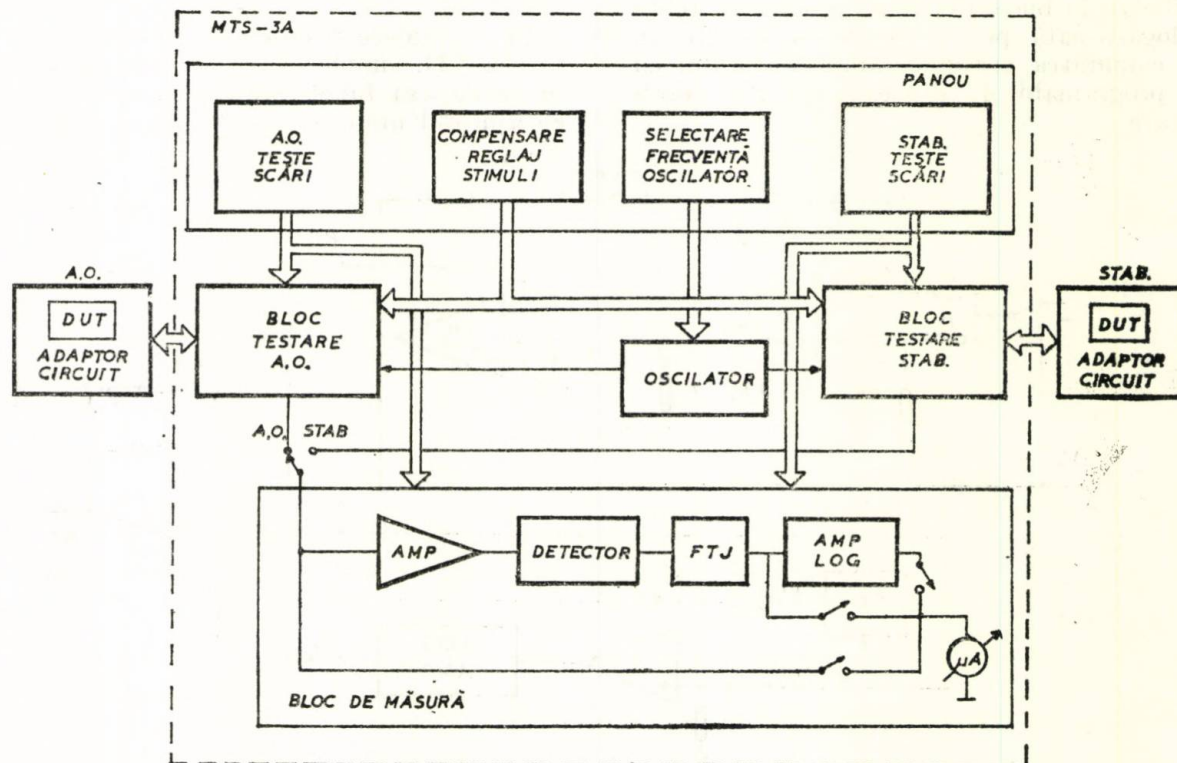


Fig. 8. Echipament pentru testare CIL în întreținere și depanare.

Echipamentul destinat utilizării în întreținere și depanare prezentat în lucrare a fost realizat, fiind destinat utilizării în cadrul întreprinderii Energoreparații.

Cele trei echipamente prezentate încearcă să pună în aplicare metode concrete de rezolvare a necesităților de testare a CIL în diferitele domenii în care se impun aceste necesități.

CZ 621.3.066

CIRCUIT BIPOLAR LSF
AUTOMATIZARE CU LOGICĂ PROGRAMABILĂ

Elaborarea circuitului bipolar LSI β P 1200, unitate de control industrial

ANDREI A. VILD-MAIOR * — București

Introducere

Tendința circuitelor integrate spre nivele de complexitate tot mai înalte, alături de dezvoltarea spectaculoasă a logicii integrate programabile exprimă sintetic inovațiile tehnologice remarcabile care apar fără încetare, într-un flux debordant. În acest context, supraviețuirea oricărui fabricant de circuite integrate depinde esențial de capacitatea de a asimila și valorifica rapid ideile noi, reflectată direct de pătrunderea sa în domeniul integrării pe scară largă și, în perspectivă, foarte largă.

1. Definirea unei strategii

I.P.R.S. BĂNEASA este un producător cu o experiență relativ bogată în domeniul fabricației circuitelor integrate bipolare. În ultimii ani însă, circuitele logice au cunoscut o dezvoltare explozivă, datorată în principal tehnologiilor MOS; tehnologiile bipolare se aliniază cu greutate, păstrând un decalaj sensibil. Ca urmare, solicitările utilizatorilor (interni și externi) vizează deja produse dintr-un domeniu inaccesibil nouă în viitorul apropiat.

Pentru fabricant apare astfel necesitatea unei concepții generale în abordarea circuitelor logice programabile LSI. Ideile centrale, propuse și ilustrate de această lucrare, sînt: 1° acumularea treptată a experienței, prin perfecționări rezonabile ale proceselor tehnologice existente; 2° orientarea eforturilor, în fiecare etapă spre produse vandabile.

Domeniul care permite demararea unui asemenea program a fost identificat în automatizările industriale, în care funcțiile de achiziție de date procesare și comandă pot fi realizate de automate relativ simple, pentru care micro-procesoarele evoluate moderne se dovedesc deseori supradimensionate sau ancombrante [1].

Bibliografie

- [1] Bulucea, C., Vais, L. M. N., Profela, H. Circuite integrate liniare, București Ed. Tehnică, 1976.
- [2] Lewis, D. Testing Operational Amplifiers. In: Fairchild Journal of Semiconductor Progress, vol. 7, nr. 4, 1979.
- [3] Automated Test Equipment: Hardware, Software and Management", IEEE Press, 1974.

Este tot mai evidentă tendința de a utiliza în acest domeniu unități de control concepute special [2].

O astfel de unitate de control este circuitul MC 14500 B, fabricat în tehnologie C-MOS de Motorola Inc. Ne propunem realizarea unui circuit bipolar compatibil funcțional cu MC 14500 B. El se va numi β P 1200.

Evident, schimbarea radicală a tehnologiei va face necesară o schemă logică originală vizînd obținerea performanțelor maxime într-un context tehnologic dat.

2. Simularea unității de control cu circuite MSI

Studiul unității de control industrial a fost început prin proiectarea și realizarea ei cu circuite TTL standard, SSI și MSI [3].

Schema (fig. 1) a fost verificată experimental mai întîi pe o placă de încercări (cablată), apoi pe o cartelă de circuit imprimat dublu față. În ansamblu, ea a necesitat 12 cipuri.

Unitatea de control funcționează cu un singur tact. Ea admite 16 instrucțiuni, efectuînd operații logice cu datele prezentate pe linia bidirecțională de date de 1 bit și cu cele stocate într-un registru de 1 bit conectat ca acumulator.

Instrucțiunile au lungime fixă, egală cu o perioadă a tactului, și se execută la nivelul bitului. Operațiile care necesită mai mulți biți se vor efectua în serie.

Placa este în curs de reproiectare, fiind utilă în etape de elaborare ulterioare.

3. Proiectarea schemei-bloc

Schema bloc a unității de control industrial a avut ca obiectiv central *maximizarea vitezei de lucru* prin reducerea la minimum a numărului de porți care comută într-o semiperioadă a tactului (fig. 2).

* Institutul politehnic—București

Operația tipică prevede încărcarea sincronă a unui registru și efectuarea unei funcții combinaționale. Registrele vor fi realizate cu bistabili D a căror încărcare presupune comutarea unui lanț de trei porți. Circuitul combinațional, obținut prin minimizarea funcției booleene sub forma minimax, introduce două porți pe calea de propagare a semnalelor. În consecință, într-o semiperioadă a tactului vor comuta cel puțin cinci porți. Frecvența maximă a tactului este, teoretic, de zece ori mai mică decât frecvența maximă de lucru a unei porți.

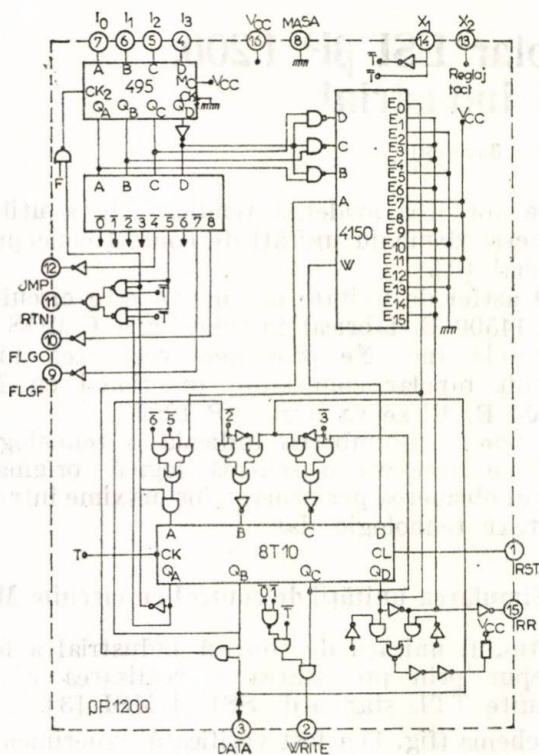


Fig. 1. Schema unității de control industrial (simulare cu MSI).

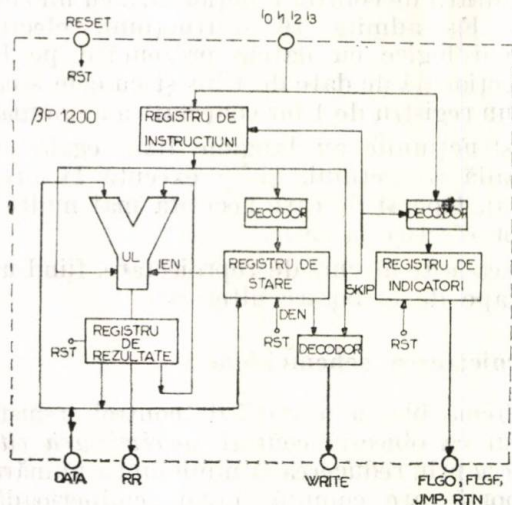


Fig. 2. Schema-bloc a unității de control industrial ̢P 1 200.

4. Proiectarea schemei integrabile

Se va prezenta schema proiectată cu porți I^2L .

Poarta fundamentală a circuitelor I^2L , analizată în tensiune, efectuează în logică pozitivă funcția SI-NU, unde SI este cablat iar NU este dat de un tranzistor multicolector operat ascendent [4]. Tranzistorul multicolector asigură decuplarea galvanică a funcțiilor cablate. Se vor putea deci utiliza procedeele de minimizare standard, ținând seama în plus de faptul că, spre deosebire de porțile TTL care au un FAN-IN limitat, porțile I^2L vor avea un FAN-OUT limitat.

Pentru registre se transcrie direct schema cunoscută a bistabililor D realizați cu porți SI-NU. Circuitele combinaționale simple au fost minimizate cu ajutorul diagramelor Karnaugh. Pentru circuitele mai complicate, cum este unitatea logică, s-a apelat la algoritmul Quine-Mc Cluskey [5]. S-au luat măsuri pentru eliminarea hazardului, introducând legături redundante în circuitele combinaționale și întârziind impulsurile de tact în circuitele secvențiale, acolo unde a fost cazul.

În figura 3 se prezintă schema utilizată pentru bistabili și schema unității logice. În ansamblu, neglijând limitarea de FAN-OUT,

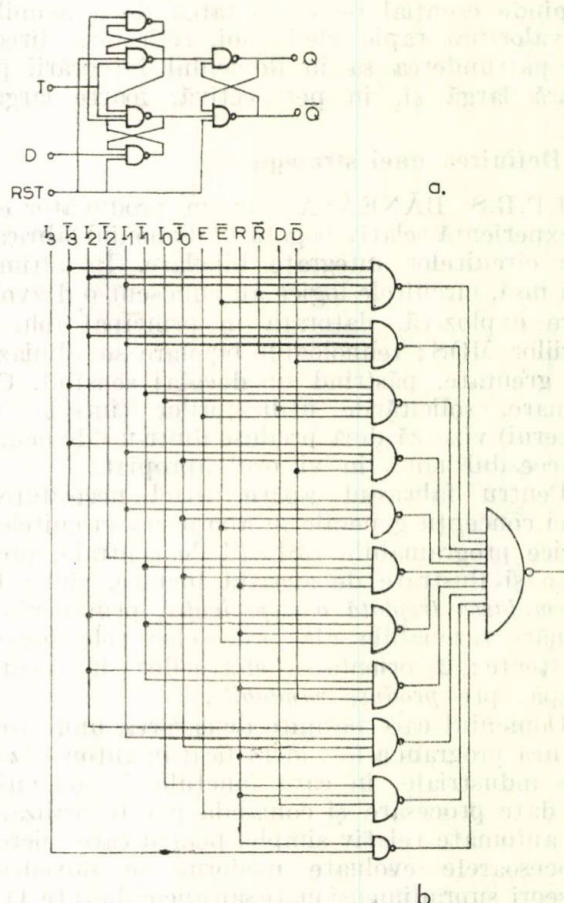


Fig. 3. Detalii ale schemei cu porți a circuitului ̢P 1 200. a. Bistabil D; b. Unitatea logică.

circuitul necesită 102 porți. Schema sa a fost verificată experimental cu porți TTL cablate.

5. Proiectarea geometriei superficiale

Regulile de proiectare adoptate reprezintă un progres rezonabil față de cele în vigoare pentru circuitele fabricate actualmente. Ele sînt: un singur nivel de interconectare cu linia de 7 microni (traseu conductor de 10 μm , distanță între trasee de 4 μm); fereastra minimă: $6 \times 6 \mu\text{m}^2$; garda fereastră de contact — difuzie: 4 μm ; lățimea minimă a unui traseu difuzat: 6 μm ; FAN-OUT maxim: 4; traversarea unei porți cu un traseu conductor reduce numărul ieșirilor cu o unitate.

Aria unei porți rezultă de aproape $4 \cdot 10^{-3} \text{ mm}^2$, ceea ce conduce la o densitate de împachetare de 250 porți/ mm^2 .

Geometria superficială este proiectată printr-o procedură semi-automată interactivă. Ea presupune definirea manuală a detaliilor, a blocurilor și a arhitecturii de ansamblu. După digitalizare, cartelele perforate sînt prelucrate de calculator. Corecturile se fac pe o consolă digigrafică. Rezultă o bandă magnetică utilizată pentru tăierea automată a machetelor.

Este interesant de semnalat faptul că în această etapă are loc definitivarea schemei logice. De pildă, limitarea de FAN-OUT este soluționată fie prin multiplicarea în paralel a porților din puncte în care există rezerve de FAN-OUT, fie prin introducerea de nivele suplimentare, dacă nu există rezerve. Ambele soluții măresc numărul porților (deci consumul de curent); a doua implică și o reducere a vitezei de lucru.

6. Estimarea performanțelor și verificarea funcțională

Datele experimentale asupra porților I^2L au fost obținute pe o structură test proiectată special. Procesul tehnologic a fost stabilit cu ajutorul simulării pe calculator; s-a utilizat un program original, care a jucat un rol hotărîtor în alegerea unor specii dopante și definirea regimurilor termice ([6, 7]).

Timpul mediu de comutare pentru varianta SCL a porților logice a atins o valoare minimă de 10 ns, măsurată cu un oscilator în inel. Porțile cu ieșiri ohmice prezintă caracteristica din figura 4. Se pune în evidență un factor de merit de 1,5 pJ și o întârziere minimă de 12 ns/poartă. În ansamblu, se va putea obține o frecvență de lucru de 1...3 MHz cu un consum de curent de 5...25 mA.

Pentru verificarea funcționării, unitatea de control industrial poate fi considerată ca un automat finit cu 4096 de stări, dotat cu un alfabet de intrare cu 128 de simboluri și cu un alfabet de ieșire de 128 de simboluri. Elabo-

rarea programului de testare funcțională are ca prim obiectiv selecționarea stărilor semnificative și simplificarea alfabetelor (de pildă, din alfabetul de ieșire nu au sens decît 24 de simboluri). Simularea cu MSI se va dovedi utilă în punerea la punct a programului de test, care are loc în paralel cu realizarea cipului.

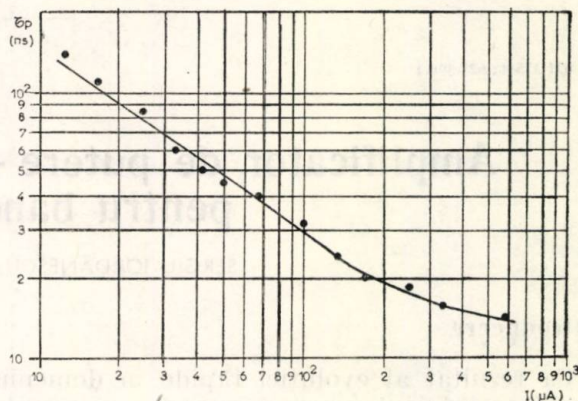


Fig. 4. Caracteristica timp mediu de propagare — curent de alimentare a porților I^2L cu ieșiri ohmice, ridicată cu un oscilator în inel cu 5 inversoare.

7. Construirea sistemelor autoamte cu βP 1200

Unitatea de control industrial este prevăzută cu interfețe de intrare și de ieșire care asigură compatibilitatea cu circuitele TTL și cu principalele familii de circuite logice MOS.

Pentru elaborarea rapidă a familiei de circuite suport, s-a lansat, în același timp cu βP 200, proiectarea unei arii de porți neconectate, βP 1210. Ea conține 240 de porți I^2L și 16 interfețe de intrare/ieșire [8]. Interconectarea diferită a porților va permite obținerea rapidă a mai multor circuite logice. Primele tipuri avute în vedere sînt un multiplexor 8 la 1 și un registru de ieșire cu 4 bistabili cu zăvorire adresabili.

În jurul simulării cu MSI se construiește un sistem de dezvoltare. El va fi pus la dispoziția utilizatorilor împreună cu un manual ce descrie atît configurațiile de bază ale automatelor care se pot construi cit și tehnicile de programare.

8. Concluzii

Unitatea de control industrial βP 1200 beneficiază de o schemă originală, care urmărește obținerea performanțelor maxime în cadrul procesului I^2L elaborat în IPRS-BĂNEASA.

Bibliografie

- [1] Daggetti, L. Com'è perché utilizzare un controllore a singolo bit. In: *Elettronica Oggi*, Nr. 12, dec 1978, p. 75-81.
- [2] Gregory, V., Dellande, B. MC 14 500 B — industrial control unit handbook, Motorola Inc., 1977.

- [3] Segal, A. Simularea circuitului βP 1200 (microprocesor de 1 bit) cu circuite MSI. Raport intern I P R S BANEASA, decembrie 1979.
- [4] Vild-Maior, A. A., Bodea, M. Introducere în logica integrată de injecție. Institutul Politehnic București, 1977.
- [5] Muntean, I. Sinteza automatelor finite București, Editura tehnică, 1977.
- [6] Vild-Maior, A. A., Bodea, M. Modelarea pe minicalcu-

lator a difuziei borului în atmosferă oxidantă. In : EEA, 23, Nr. 1, 1979, p. 29—31.

- [7] Păunescu, Al. Proiectarea circuitelor logice și liniare în varianta I^2L exdifuzată. Proiect de diplomă, IPB, 1979.
- [8] Păunescu, Al. Proiectarea circuitelor logice cu porți I^2L . Aria de porți logice βP 1210, Raport intern IPRS. BANEASA, iulie 1980.

CZ 621.375.4 : 621.396.4

AMPLIFICATOR DE MICROUND
TRANZISTOARE DE PUTERE

Amplificator de putere — 2W — în tehnică microstrip pentru banda 1,9—2,1 GHz

SERGIU IORDĂNESCU, ANTONIE CORICI * — București

Introducere

Ca rezultat al evoluției rapide în domeniul tranzistoarelor de putere pentru microunde, amplificatoarele cu tranzistoare tind să înlocuiască pe cele cu tuburi cu undă progresivă în aplicațiile care implică puteri de ieșire de ordinul 1—30 W la frecvențe în domeniul 1—16 GHz.

Proiectarea acestor amplificatoare necesită în primul rând, punerea la punct a unei metode eficiente de caracterizare a tranzistoarelor de putere în gama frecvențelor de lucru; pe baza datelor obținute se efectuează sinteza rețelelor de adaptare care să asigure performanțele de amplificare, eficiență și putere de ieșire, în condiții de stabilitate.

Amplificatorul realizat este destinat să lucreze ca etaj de ieșire în radioreleele digitale de capacitate medie pentru banda 1,9—2,1 GHz, fiind capabil să furnizeze în antenă 2W/50 ohmi cu un câștig în putere de 6 dB, în condiții de intermodulație redusă.

Caracterizarea tranzistoarelor pentru microunde la semnal mare

Tranzistoarele pentru microunde pot fi caracterizate cu ajutorul parametrilor de repartiție (parametrii S) [1], metoda având avantajul că, prin natura lor, acești parametri sînt ușor de determinat cu tehnicile de măsură curent folosite în acest domeniu de frecvențe (măsurători de reflexie și de transmisie). Deoarece valorile parametrilor S_{11} și, în special, S_{21} depind de nivelul de putere de radiofrecvență la care lucrează tranzistorul [2], parametrii S de semnal mare trebuie măsuțați în condiții de nivel de semnal cit mai apropiate de cele reale de funcționare. De asemenea, trebuie eliminate eventualele erori datorate regimului nelinier de funcționare la semnal mare al

tranzistoarelor pentru microunde; acest regim nelinier provoacă distorsionarea semnalului sinusoidal de măsură și, sistemul fiind de bandă largă, pot rezulta armonici care influențează negativ determinările. Inconvenientul a fost practic înlăturat în cadrul măsurătorilor realizate, oscilatorul local al „Z-g Diagraph”-ului asigurînd efectuarea determinărilor la frecvența fundamentală. Montajele utilizate pentru măsurarea parametrilor S de semnal mare sînt prezentate în figura 1 (fig. 1a : măsurarea coeficienților de reflexie S_{11} și S_{22} ; fig. 1b : măsurarea coeficienților de transfer S_{21} și S_{12}).

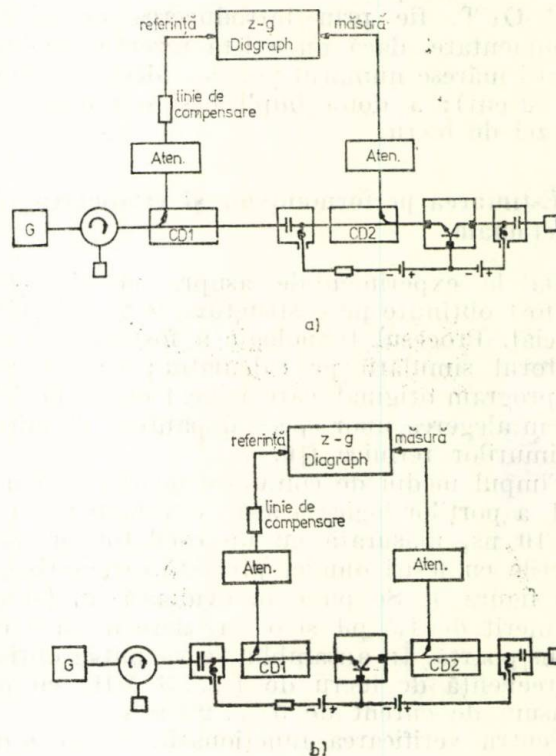


Fig. 1. Montaje de măsură a parametrilor S de semnal mare :

a — coeficienții de reflexie S_{11} , S_{22} ;

b — coeficienții de transfer S_{12} , S_{21} .

* CCSITS — București

A fost realizată o montură de măsură, în structură „stripline”, adecvată capsulei tip 53 B (bază comună) a tranzistoarelor NE 2003. Rezultatele măsurărilor, efectuate la un curent de lucru $I_c = 170$ mA (tabelul 2), sînt date în tabelul 1.

Tabelul 1

Frecvență	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}
1,92 GHz	0,94 ;122,3°	0,056 ;50°	0,403 ;152°	0,97 ;164°
2 GHz	0,94 ;126,8°	0,059 ;40°	0,398 ;150°	0,97 ;166,3°
2,08 GHz	0,93 ;134°	0,071 ;30°	0,389 ;142°	0,96 ;168,6°

Parametrii de repartitie ai tranzistoarelor de putere pentru microunde fiind dependenți atît de nivelul de putere de radiofrecvență cit și de valoarea impedanței de sarcină (impedanța sistemului de măsură este 50 ohmi), aplicabilitatea direct în proiectare a parametrilor de diport este destul de restrînsă, folosindu-se numai pentru verificarea stabilității și estimarea variației impedanței de intrare Z_{in} funcție de impedanța de sarcină Z_s . În plus, parametrii S nu pot da nici-o informație referitoare la eficiența etajului de amplificare. Aceste neajunsuri pot fi înlăturate prin efectuarea unor măsurători suplimentare (contururi putere-sarcină [3]). Se încorporează tranzistorul într-un sistem de măsură prevăzut cu circuite de adaptare la intrarea și ieșirea tranzistorului (fig. 2), se polarizează corespunzător situației efective din etajul de amplificare și se reglează circuitele de adaptare pentru obținerea puterii

Tabelul 2

f (GHz)	P_{inc} (dBm)	P_o (dBm)	I_c (mA)	Z_g (ohmi)	Z_s (ohmi)
1,92	27(31)	33(35,62)	159	6,7-j25	37,5+j26,5]
2	27(31)	33(35,87)	156	6,6-j23	34,5+j2,75
2	27(31)	33(35,63)	182	6,8-j22	66,5+j23,75
2	27(31)	33(36,16)	171	6,8-j22	52 +j15
2	27(31)	33(35,85)	171	6,8-j22	57 -j1
2,08	27(31)	33(35,56)	155	6 -j27	55 -j20

ridicată; din conturile putere-sarcină au fost selectate acele puncte care asigură un cîștig de 6 dB la $P_o = 33$ dBm (2 W) și o cădere a amplificării de numai 0,8–1,2 dB la $P_o = 36$ dBm (4 W).

Proiectarea amplificatorului

Circuitul urmează să funcționeze ca amplificator de bandă îngustă (15–20 MHz), cu frecvența centrală ajustabilă în gama 1,9–2,1 GHz, avînd un cîștig în putere de 6 dB $\pm$ 0,5 dB ($P_{in} = 0,5$ W, $P_o = 2$ W/50 ohmi) și un raport de undă staționară la intrare mai bun de 1,5 (valoare nominală $Z_{in} = 50$ ohmi). Liniaritatea impusă este exprimată prin condiția ca amplificarea să scadă cu 1 dB pentru un nivel de 4 W la ieșire. Cîștigul impus permite folosirea unui singur etaj de amplificare echipat cu tranzistorul NE 2003, în conexiune bază comună. Acest tip de conexiune, deși susceptibil de a introduce instabilități (datorită reacției pozitive prin inductanța parazită a bazei), se utilizează curent în etajele de ieșire deoarece are o rezis-

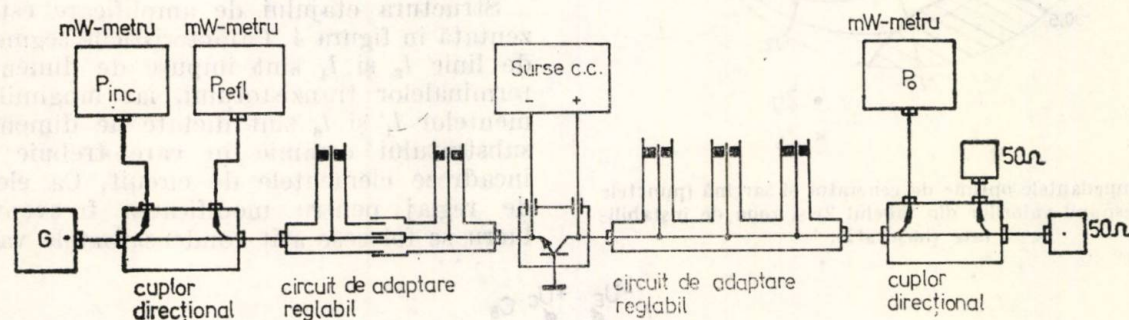


Fig. 2. Montaj pentru determinarea condițiilor optime de funcționare.

necesare la ieșire; se măsoară apoi separat impedanțele văzute de tranzistor spre circuitele de adaptare (Z_g = impedanța văzută spre generator, Z_s = impedanța văzută spre sarcină). Rezultatele sînt date în tabelul 2, fiind reprezentate pe diagrama Smith din figura 3. Măsurătorile au fost efectuate la un curent static de polarizare $I_{co} = 30$ mA, valoare determinată experimental pentru a obține o liniaritate maximă a răspunsului etajului de amplificare (clasă AB) în condiții de stabilitate și eficiență

tență superioară la creșterea accidentală a raportului de undă staționară la ieșire [4].

Înainte de a se proceda la sinteza circuitelor de adaptare care să asigure impedanțele Z_g și Z_s rezultate din analiza datelor din tabelul 2, este necesară găsirea condițiilor de stabilitate pentru tranzistorul folosit [5]. Factorul de stabilitate K

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}S_{21}|}$$

unde

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21},$$

fiind subunitar, trebuie determinate domeniile de stabilitate condiționată, trasind pe o diagramă Smith cercurile de stabilitate conform ecuațiilor :

$$\left| \Gamma_i - \frac{C_i^*}{|S_{ii}|^2 - |\Delta|^2} \right|^2 = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{ii}|^2 - |\Delta|^2} \right|^2;$$

$$i = 1, 2,$$

unde $C_i = S_{ii} - \Delta S_{jj}^*$ ($i, j = 1, 2; i \neq j$), iar Γ_i este coeficientul de reflexie văzut spre generator ($i = 1$), respectiv spre sarcină ($i = 2$). În figura 3 este trasat cercul de stabilitate (la $f = 2$ GHz) în planul de intrare ($i = 1$), cerc ce delimitează regiunea de stabilitate la ieșire (partea nehașurată) în funcție de impedanța văzută spre generator Z_g . Este demn de

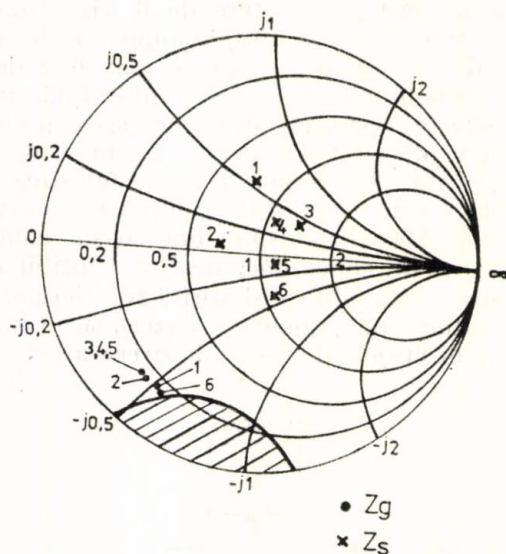


Fig. 3. Impedanțele optime de generator și sarcină (punctele 1-6 corespund valorilor din tabelul 2) și zona de instabilitate (hașurată).

remarcat că, pentru a obține performanțe de putere și câștig apropiate de cele maxime ale tranzistorului, este necesar ca acesta să lucreze cu o impedanță de generator apropiată de limita de stabilitate la ieșire; stabilitatea este însă asigurată de valorile relativ mari ale părții reale pozitive a impedanței văzute spre sarcină Z_s .

Din calculul impedanței de intrare a tranzistorului, determinată pe baza relației ce dă coeficientul de reflexie

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{22}\Gamma_s},$$

se observă că aceasta este practic independentă de coeficientul de reflexie văzut spre sarcină Γ_s și că valorile măsurate ale impedanței Z_g sînt valorile complex conjugate ale impedanței de intrare. La ieșire situația este complet schimbată, impedanțele de sarcină optime măsurate fiind mult diferite de impedanța de ieșire calculată (la 2 GHz : $Z_o = 1,8 + j7,68$ ohmi).

Sinteza circuitelor de adaptare se face cu ajutorul unei metode grafo-analitice [6], pe baza diagramei Smith și a unui program de calcul al liniilor de transmisiune tip microstrip [7] rulat pe calculatorul HP 9825 A. Circuitul de adaptare la intrare asigură impedanța de intrare $Z_{in} = 50$ ohmi a amplificatorului și transformă impedanța de generator (50 ohmi) în impedanța optimă Z_g , iar rețeaua de adaptare la ieșire transformă impedanța de sarcină (50 ohmi) în impedanța Z_s , valorile pentru Z_g și Z_s fiind cele din tabelul 2.

Structura etajului de amplificare este prezentată în figura 4. Caracteristicile segmentelor de linie l_3 și l_4 sînt impuse de dimensiunile terminalelor tranzistorului, iar lungimile segmentelor l_1 și l_6 sînt dictate de dimensiunile substratului ceramic în care trebuie să se încadreze elementele de circuit. Ca elemente de reglaj pentru modificarea frecvenței de lucru se folosesc atît condensatoarele variabile

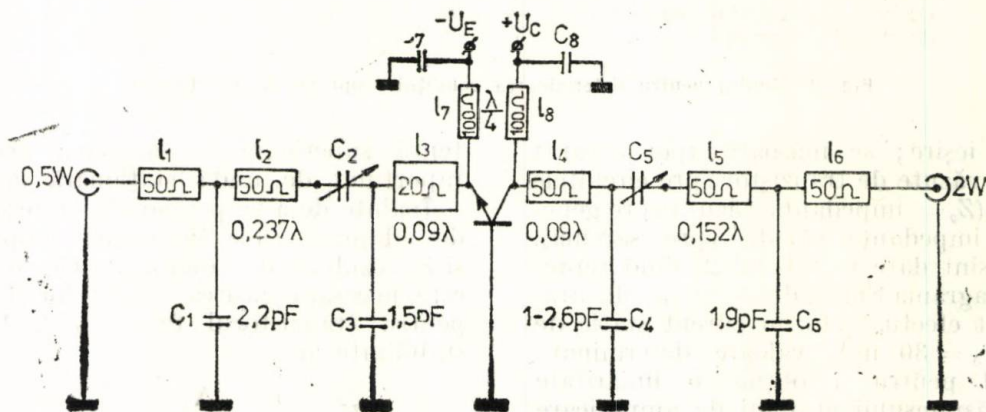


Fig. 4. Schema electrică a amplificatorului.

tip CD 5/2 OXLEY C_2 și C_5 (0,9–2 pF) — care, datorită inductanței lor parazite, pot prezenta o reactanță fie capacitivă, fie inductivă — cit și condensatoarele ajustabile C_1 , C_3 , C_4 , C_6 . Acestea din urmă sînt realizate sub forma unor segmente de linie de impedanță caracteristică $Z_c = 50$ ohmi, terminate în gol, care prezintă la intrare o reactanță pur capacitivă; lungimea lor se calculează cu relația:

$$l = \frac{\lambda}{2\pi} = \arctg 2\pi f C Z_c \left(\lambda = \lambda_{ef} = \frac{\lambda_{aer}}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \right)$$

și se efectuează corecția de compensare a capacității de dispersie (capacitatea terminală). Ajustarea se face prin conectarea — cu bandă, fire sau cu argint coloidal — a unor scurte segmente suplimentare (fig. 5). Condensatorul

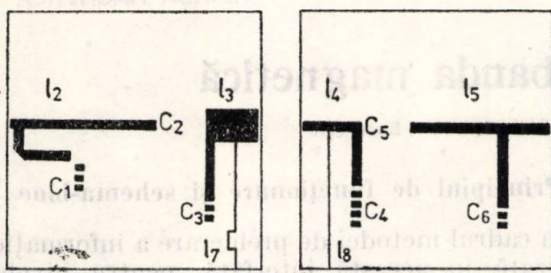


Fig. 5. Circuitele de adaptare realizate în tehnică microstrip pe substrat ceramic (scara 2:1).

C_4 are un domeniu mare de variație (1–2,6 pF), acesta fiind elementul care, prin ajustare, permite atingerea tuturor celor șase valori date pentru Z_s în tabelul 2. Lățimea liniilor de 50 ohmi este 0,7 mm (coeficient de scurtare = 0,4); lățimea liniei de 20 ohmi este 3 mm (coeficient de scurtare = 0,371); corecția de lungime pentru segmentele în gol ($Z_c = 50$ ohmi) este 0,237 mm. Alimentarea se face prin segmente de linie (l_7 , l_8) în $\lambda/4$, de impedanță mare ($Z_c = 100$ ohmi: lățime = 0,1 mm, coeficient de scurtare = 0,4184), scurtecircuite la capetele dinspre surse cu condensatoare „chip” de 62 pF (C_7 , C_8).

Realizare și rezultate experimentale

Amplificatorul de putere pentru banda de 2 GHz este construit sub forma unui modul, avînd o placă metalică de bază (masa electrică) care are și rol de radiator, flanșa (contactul bazei tranzistorului NE 2003) fiind fixată cu șuruburi pe această placă. Circuitele de adaptare sînt rețele cu linii plate („microstrip”) depus prin tehnologie de filme subțiri pe substrat ceramic de alumina ALSIMAG 614 (plăcuțe ceramice glazurate, cu $\epsilon_r = 9,25$, avînd dimensiunile $25,4 \times 25,4 \times 0,7$ mm). Traseele conductoare sînt obținute prin depunerea unui

film de aur de 6 μ m, ca strat de aderență fiind folosită o depunere de crom de circa 500 Å. Condensatoarele C_7 și C_8 sînt realizate prin depunerea unui strat de SiO_2 de 4,5 μ m pe un substrat de Si puternic dopat, între două armături metalice obținute tot prin tehnologia filmelor subțiri. Polarizarea se aplică prin intermediul conductoarelor centrale ale unor condensatoare de trecere pe care sînt plasate șocuri de radiofrecvență cu perle de ferită, conductoare ce sînt conectate la armătura „caldă” a condensatoarelor C_7 și C_8 ; legătura între acestea și liniile l_7 , l_8 se face cu cîte două fire de aur de 50 μ m. Modulul este prevăzut cu conectoare tip SMA.

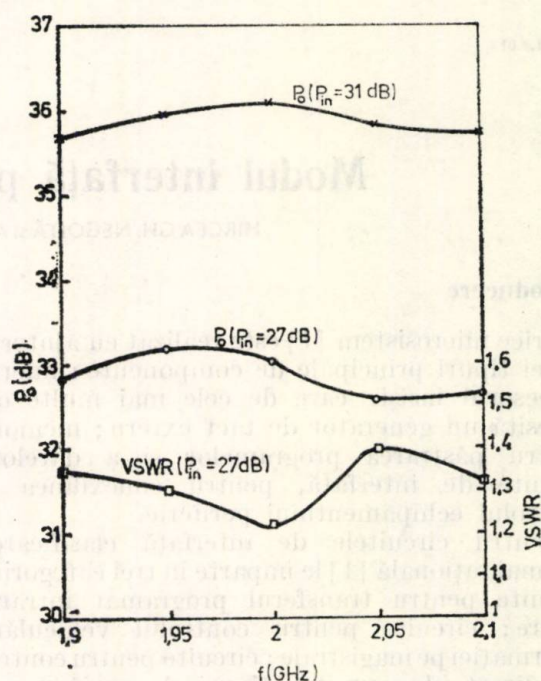


Fig. 6. Puterea la ieșire și raportul de undă staționară în tensiune la intrare pentru 5 valori ale frecvenței de lucru.

Performanțele amplificatorului sînt prezentate în figura 6, pentru o putere de 27 dBm (0,5 W) la intrare. Ajustarea circuitelor de adaptare și măsurătorile au fost efectuate în 5 puncte din banda de lucru, la intervale de 50 MHz. Nivelul de putere impus la ieșire se obține relativ ușor în condițiile unui raport de undă staționară (VSWR) mic la intrare, însă ajustarea nivelelor de impedanță care să asigure și compresia de circa 1 dB la $P_0 = 4$ W este mult mai laborioasă. Aceste precauții privind liniaritatea au fost luate pentru a rezulta un nivel redus al produselor de intermodulație, măsurătorile de intermodulație urmînd a fi efectuate pe ansamblul radioreleului. Eficiența amplificatorului $\eta = (P_o - P_{in})/P_{cc}$ este mai bună de 30,5%.

Concluzii

Rezultatele obținute pun în evidență eficiența metodei aplicate pentru caracterizarea tranzistoarelor de putere pentru microunde precum și corectitudinea procedurii de proiectare. Se demonstrează astfel posibilitatea realizării în țară a unor amplificatoare de putere cu tranzistoare pentru microunde, cu aplicații largi în telecomunicații.

Bibliografie

- [1] Carson, R. S. High-frequency amplifiers, John Wiley & Sons, New York, 1975.
- [2] Chaffin, R. J., Leighton, W. H. Large signal S-parameter characterization of UHF power transistors, 1973 IEEE G-MTT Int. Microwave Symp., Boulder, Colorado, USA-iunie 1973.
- [3] Cusack, J. M., Perlow, S. M., Perlman, B. S. Automatic load contour mapping for microwave power transistors, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-22, nr. 12, 1974, p. 1146—1152.
- [4] Johnson, J. Solid circuits, CTC Application Book, 1973.
- [5] Iordănescu, S. Utilizarea parametrilor de repartiție în proiectarea amplificatoarelor cu tranzistoare pentru microunde. În: E. E. A. — Automatica și Electronica vol. 23, nr. 2, 1979, p. 62—69.
- [6] Program „PROIECT S” pentru calculator HP 9825 A, (9862A), ICCE, L5, 1979.
- [7] Program „MICROSTRIP” pentru calculator HP 9825 A, ICCE, L5, 1979.

CZ 621.3.013

CIRCUIT DE INTERFAȚĂ
MODUL
BANDĂ MAGNETICĂ

Modul interfață pentru banda magnetică

MIRCEA GH. NEOGIȚĂ și ANTONIN CHIRULESCU * — București

Introducere

Orice microsistem [1] este realizat cu ajutorul a trei tipuri principale de componente: microprocesorul înșiși, care de cele mai multe ori necesită un generator de tact extern; memorii pentru păstrarea programelor și a datelor; circuite de interfață, pentru conexiunea și controlul echipamentului periferic.

Pentru circuitele de interfață clasificarea cea mai rațională [1] le împarte în trei categorii: circuite pentru transferul programat intrare/ieșire; circuite pentru controlul vehiculării informației pe magistrale; circuite pentru controlul direct al anumitor tipuri de periferice.

Schema prezentată în lucrare face parte din categoria circuitelor de tip interfață pentru controlul direct al dispozitivelor periferice de memorare de mare capacitate de tip casetă magnetică. Gradul de complexitate al schemei și performanțele cerute componentelor electronice utilizate nu sînt deosebit de ridicate, ceea ce face ca prețul de cost să fie scăzut. Un asemenea tip de interfață asociat cu memoria externă de mare capacitate corespunzătoare, este utilizabil în special la microsisemele pentru care prețul de cost este parametrul esențial.

Domeniul aplicațiilor unui asemenea tip de interfață este vast. Două utilizări par a fi mai deosebite: descărcarea programelor pentru un microprocesor de pe o casetă magnetică imprimată în prealabil sau înregistrarea programelor pentru o reutilizare ulterioară, precum și prelucrarea reversibilă a informației constînd în semnale aleatoare specifice tehnicii nucleare.

1. Principiul de funcționare și schema-bloc

În cadrul metodei de prelucrare a informației utilizată în această interfață, pentru nivelul logic „1” se întrebuițează un semnal sinusoidal de frecvență 2,4 kHz, iar pentru nivelul logic „0” se întrebuițează un semnal sinusoidal de frecvență 1,2 kHz.

Viteza nominală de înregistrare este aproximativ 300 biți/s. Nivelul „1” apare ca 4 perioade ale unei oscilații sinusoidale de 2,4 kHz, iar nivelul „0” apare ca 2 perioade ale unei oscilații de 1,2 kHz. Un byte se înscrie cu un start-bit („0”) urmat de 8 biți pentru date și 2 biți de stop („1”). Toată această organizare se realizează prin UART în microsistemul respectiv.

Schema-bloc a interfeței (fig. 1) constă din două părți principale: codorul și decodorul.

Descrierea schemei-bloc se va face începînd cu decodorul, adică presupunînd că dispunem de o casetă înregistrată în prealabil.

Semnalul sinusoidal de pe bandă, va fi transformat, prin formatorul de la intrare, în impuls dreptunghiular simetric de frecvență corespunzătoare, necesar pentru atacul formatorului de impulsuri scurte.

Acest bloc formează impulsuri pozitive cu durată de 3 μ s, pe fronturile crescătoare și descrescătoare ale impulsurilor simetrice de intrare, rezultînd impulsuri scurte cu frecvența de 2,4 kHz sau 4,8 kHz după cum pe casetă este înregistrat „0” sau „1”.

Impulsurile scurte acționează formatorul de impulsuri standard de decodare, care furnizează

* C C S I T S — București

la ieșire, indiferent de frecvența semnalului înregistrat pe bandă, impulsuri de frecvență 2,4 kHz și durată aproximativ 300 μ s.

unui lungitor de impulsuri care furnizează astfel semnal pe intrarea de date a circuitului de ieșire digitală, pe a cărei intrare de tact

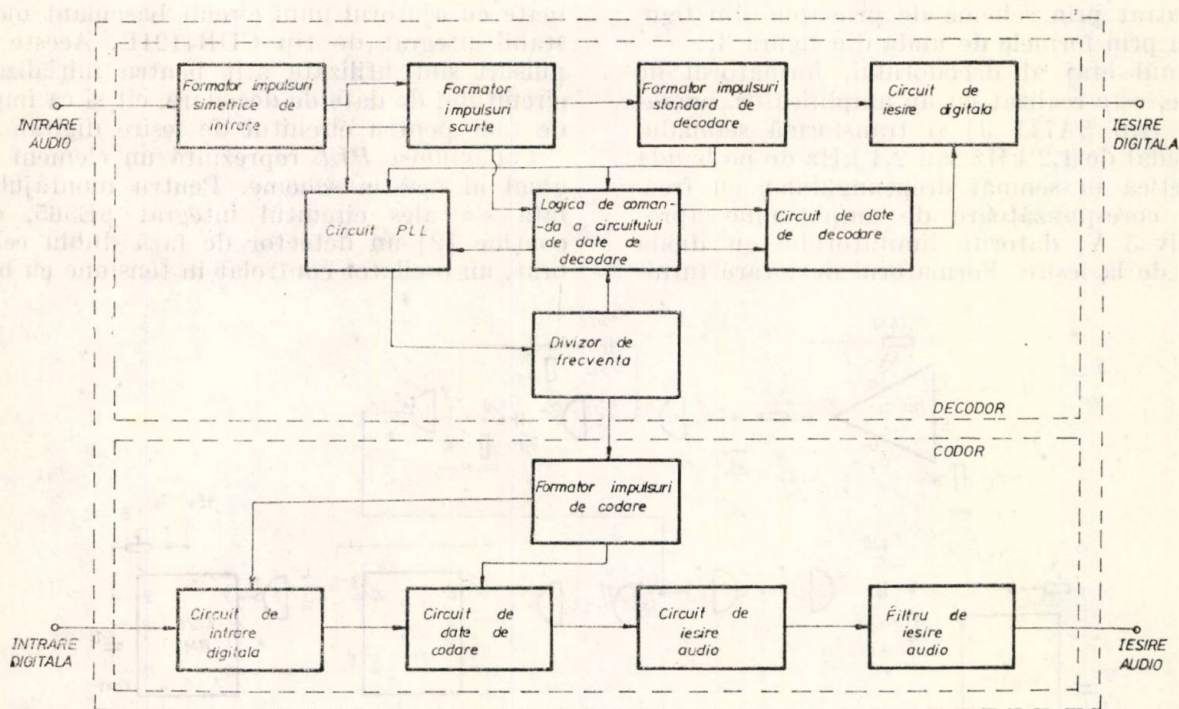


Fig. 1. Schema — bloc a interfeței pentru bandă magnetică.

Impulsurile scurte (cu durata de 3 μ s și frecvența fie de 2,4 kHz, fie 4,8 kHz) combinate logic cu impulsurile standard de decodare, vor furniza semnalul de referință pentru circuitul PLL. Ieșirea oscilatorului controlat în tensiune din circuitul PLL, se realizează în așa fel încât aceasta să furnizeze impulsuri de 19,2 kHz simetrice.

Semnalul de la ieșirea oscilatorului controlat în tensiune, este trecut prin divizorul de frecvență (divizat cu 2^4) și apoi printr-un nou formator de impulsuri scurte de durată 3 μ s, pe flancurile crescătoare și descrescătoare. Aceste semnale sînt folosite în logica de comandă a circuitului de date, dar constituie în același timp al doilea semnal de intrare pentru detectorul de fază din PLL. Ieșirea detectorului de fază controlează oscilatorul controlat în tensiune și ambele intrări sînt identice în frecvență și fază. Cu ajutorul acestei metode se poate modifica viteza benzii cu $\pm 20\%$ fără ca detectorul de fază să piardă controlul.

Decodarea propriu-zisă se face de către blocul de comandă a circuitului de date, circuitul de date și circuitul de ieșire digitală. În cazul în care pe intrarea audio există semnal de 2,4 kHz, blocul de date primește impuls de inițializare, acesta este transmis mai departe

șosese impulsuri standard de decodare. La ieșirea digitală va fi transferat „1”. Dacă pe intrarea audio se aplică un semnal de 1,2 kHz, atunci nu apar impulsuri de inițializare, lungitorul de impulsuri nu va transmite semnal pe intrarea de date a circuitului de ieșire digitală și la reieșire va fi transferat „0”.

Codorul, realizează înregistrarea informației digitale pe bandă magnetică, scop în care va folosi circuitul PLL doar ca oscilator controlat în tensiune pentru formarea impulsurilor standard de codare. Semnalul de ieșire din formatorul de impulsuri standard de codare este dreptunghiular asimetric de frecvență 2,4 kHz și cu durata de aproximativ 100 μ s.

Dacă pe intrarea digitală apare semnal „0”, atunci circuitul de date de codare va da un tren de impulsuri dreptunghiulare de 60 μ s durată și frecvență 2,4 kHz. În cazul prezenței unui semnal „1” la intrarea digitală, circuitul de date va furniza un tren de impulsuri de durată 60 μ s și frecvență 4,8 kHz. După divizarea cu doi realizată de către circuitul de ieșire, audio și filtrare se obține la ieșirea audio semnal sinusoidal de 1,2 kHz corespunzător lui „0” și respectiv 2,4 kHz corespunzător lui „1”.

2. Considerații asupra schemei de principiu. Rezultate experimentale

Modul de funcționare a schemei se exprimă concentrat prin schema de principiu din figura 2 și prin formele de undă din figura 3.

Primul etaj al decodurului, formatorul de intrare, este realizat cu un amplificator operațional (tip $\beta A741 J$) și transformă semnalul sinusoidal de 1,2 kHz sau 2,4 kHz de pe banda magnetică în semnal dreptunghiular cu frecvență corespunzătoare de amplitudine aproximativ 3 V, datorită limitatorului cu diodă Zener de la ieșire. Formatorul de intare furni-

zează impulsuri simetrice formatorului de impulsuri scurte, realizat cu porți logice SI-NU rapide de tip CDB 400 HE.

Impulsurile standard de decodare sînt formate cu ajutorul unui circuit basculant monostabil integrat de tip CDB4121E. Aceste impulsuri sînt utilizate atît pentru inițializarea circuitului de date de decodare, cît și ca impuls de tact pentru circuitul de ieșire digitală.

Conexiunea PLL reprezintă un element original al acestei scheme. Pentru montajul de față s-a ales circuitul integrat $\beta E565$, care conține [2] un detector de fază dublu echilibrat, un oscilator controlat în tensiune cu bune

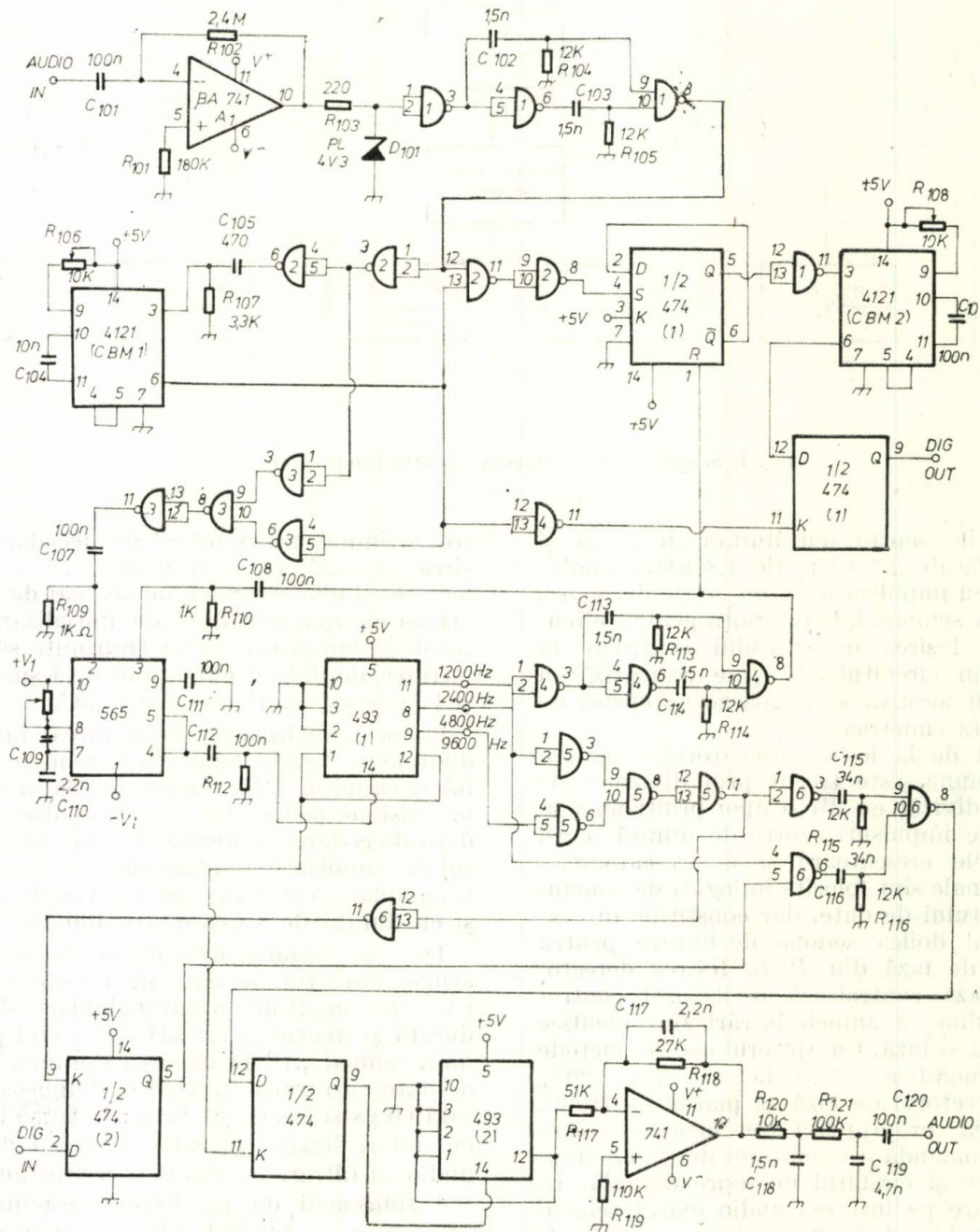


Fig. 2. Schema electronică de principiu.

performanțe de liniaritate și un amplificator a cărui rezistență de ieșire împreună cu componentele pasive montate în exterior constituie un filtru trece jos. La cele două intrări ale detectorului de fază se aplică semnalul de referință V_1 și impulsurile de la logica de comandă a circuitului de date de decodare-semnalul V_2 . La ieșirea detectorului de fază apare un semnal V_0 a cărui componentă de joasă frecvență este practic proporțională cu diferența de fază dintre V_1 și V_2 .

Filtrul trece jos separă din V_0 numai componenta de joasă frecvență și o lasă să treacă spre intrarea oscilatorului controlat în tensiune. Dacă [2] frecvențele semnalelor V_1 și V_2 sînt apropiate ca valoare, la ieșirea detectorului de fază apare un semnal care conține și o componentă de frecvență egală cu diferența frecvențelor semnalelor V_1 și V_2 , frecvență suficient de mică pentru ca această componentă să treacă prin filtrul trece jos și să comande oscilatorul controlat în tensiune. Ca urmare, frecvența-instantanee a oscilatorului controlat în tensiune se modifică astfel încît frecvența semnalului V_2 să devină egală cu frecvența semnalului V_1 . La variații ale frecvenței semnalului de intrare, prin mecanismul de reacție descris anterior, care corectează permanent faza

oscilatorului, frecvența semnalului de ieșire urmărește aceste variații. Datorită utilizării PLL-ului viteza benzii poate fi modificată în limitele $\pm 20\%$ (experimental chiar mai mult fără a altera decodarea).

Frecvența de ieșire a oscilatorului controlat în tensiune, reglată în timpul funcționării la 19,2 kHz prin elementele pasive externe, este divizată cu $2^1, 2^2, 2^3, 2^4$ de către divizorul de frecvență realizat cu numărătorul binar de 4 biți integrat tip CDB493E.

Logica de comandă a circuitului de date de decodare se compune din două porți tip CDB 400 HE care furnizează impulsurile de inițializare (S) și un formator de impulsuri scurte de ștergere (R) construit tot cu porți tip CDB 400 HE, pentru circuitul de date.

Circuitul de date de decodare este compus dintr-o celulă de bistabil dual D tip CDB474, conectat [3] ca bistabil T , urmat de un lungitor de impulsuri realizat cu circuitul minostabil integrat CDB4121E. Lungitorul de impulsuri furnizează datele pentru circuitul de ieșire digitală realizat cu o celulă a unui bistabil D tip CDB474E.

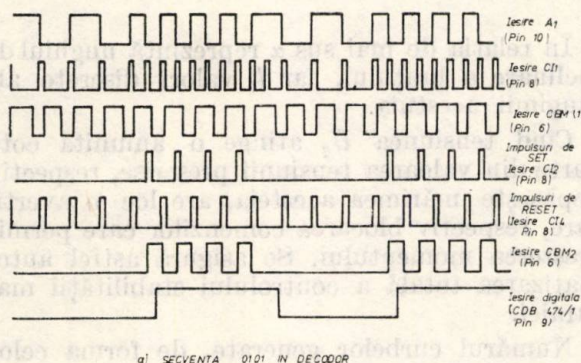
În cadrul codorului, impulsurile standard de codare se obțin printr-o poartă SAU-NU (sintetizată cu porți SI-NU tip CDB 400 HE) din combinația logică a semnalelor de 2,4 kHz și 4,8 kHz furnizate de ieșirile divizorului de frecvență. Ele au durată de 100 μ s și frecvența de 2,4 kHz, folosind atît ca impuls de tact pentru circuitul de intrare digitală (realizat cu o celulă tip D a unui circuit integrat basculat bistabil tip CDB474E), cît și la intrarea circuitului de date pentru codare.

Circuitul de date de codare este un formator de impulsuri realizat cu porți rapide SI-NU tip CDB 400 HE, care furnizează la ieșire impulsuri de durată 60 μ s și frecvență 2,4 kHz sau 4,8 kHz după cum pe intrarea digitală s-a aplicat semnal „0” sau „1”.

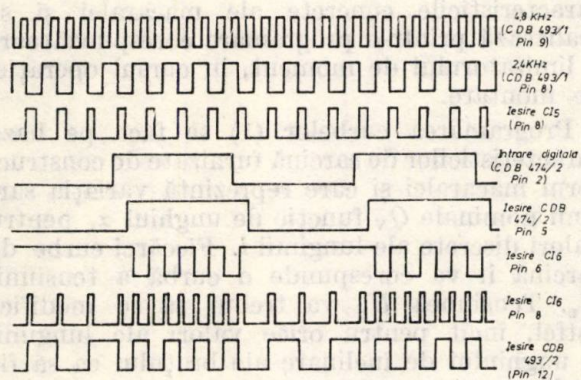
Blocul de ieșire audio este construit cu o celulă de bistabil D a unui circuit integrat CDB 474E urmată de un numărător tip CDB 493E pe post de divizor cu 2. Celula de bistabil D primește pe intrarea de date impulsuri de durată 60 μ s furnizate de circuitul de date de codare și tact de la ieșirea de 9,6 kHz a divizorului de frecvență. După divizarea de frecvență se obțin impulsuri dreptunghiulare simetrice cu frecvență de 1,2 kHz sau 2,4 kHz (corespunzătoare semnalelor logice „0” și respectiv „1”), care filtrate la ieșire vor deveni semnale sinusoidale de frecvențe corespunzătoare.

3. Concluzii

Utilitatea unei scheme de interfață de tipul celei prezentate este evidentă în microsistemele în care prețul de cost este elementul primordial,



a) SECVENTA 0101 IN DECODOR



b) SECVENTA 0101 IN CODOR

Fig. 3. Formele de undă principale, caracteristice decodorului și codorului, pentru o secvență 0101.

eficiența economică rezultând din faptul că poate fi realizată numai cu componente din producția internă cărora nu li se cere o sortare strictă a parametrilor.

Controlul direct al perifericului se realizează prin schimbarea reversibilă în domeniul audio a semnalelor digitale provenite de la micro-sistem în semnale analogice sinusoidale.

Bibliografie

- [1] Dancea, I. Microprocesoare. Arhitectură internă, programare, aplicații. Cluj Napoca, editura Dacia, 1979.
- [2] Vătășescu A., Bodea M, ș. a. *Circuite integrate liniare manual de utilizare* — vol. I. București, editura Tehnică 1979.
- [3] Morris, R. L., Miller, L. J. Proiectarea cu circuite integrate TTL. București, Editura Tehnică, 1974.
- [4] Bulucea C. ș.a. *Circuite integrate liniare*. Editura tehnică, București, 1976.

CZ 621.317.39 : 621.86.078.7

LIMITATOR DE MOMENT PENTRU MACARALE
PROGRAMARE
OPTIMIZAREA PROGRAMĂRII

Metoda de programare și de optimizare a programării unui limitator electronic de moment

VIRGIL TIPONUȚ, ZOLTAN KISSGHEORGHE * — Timișoara

Introducere

Limitatoarele de moment constituie accesorii indispensabile pentru macarale și alte dispozitive de ridicat și transportat, permițând o utilizare eficientă a acestora, în condiții de siguranță sporită. Macaralele cu braț de lungime fixă sînt echipate de regulă cu limitatoare de moment electromecanice, relativ ieftine și care corespund în general cerințelor impuse. În cazul macaralelor cu braț telescopicabil, datorită dependenței mai complexe dintre sarcină și momentul de răsturnare, protecția poate fi asigurată numai cu limitatoare electronice.

În lucrarea de față se prezintă o metodă de programare a unui limitator electronic de moment, precum și un algoritm de optimizare a programării, împreună cu programul corespunzător scris în limbaj FORTRAN IV. Se are în vedere limitatorul PAT AS-309 [1] care va echipa automacaralele hidraulice, cu braț telescopicabil AMT 63 și AMT 125, intrate în fabricație de serie la I. M. Timișoara.

1. Schema-bloc și funcționarea limitatorului PAT AS-309

Funcționarea limitatorului electronic de moment se bazează pe principiul comparării unei tensiuni U_a de valoare proporțională cu sarcina din cârlig, cu o tensiune prescrisă U_p . Tensiunea U_a este furnizată de un traductor diferențial de sarcină, conectat la cilindrul de

basculare al automacaralei, iar tensiunea U_p este generată în interiorul dispozitivului, conform expresiei:

$$U_p = f_i(\alpha), \text{ pentru } l_i = \text{const.} \quad (1)$$

În relația de mai sus α reprezintă unghiul de înclinare a brațului, iar l_i valori discrete ale lungimii acestuia.

Cînd tensiunea U_a atinge o anumită cotă parte din valoarea tensiunii prescrise, respectiv depășește mărimea acesteia, are loc o avertizare, respectiv blocarea comenzilor care permit creșterea momentului. Se asigură astfel automatizarea totală a controlului stabilității macaralei.

Numărul curbelor generate, de forma celor date de relația (1) este limitat, fiind determinat de precizia impusă în funcționarea dispozitivului. Alura acestor curbe depinde de caracteristicile concrete ale macaralei și se realizează printr-o programare corespunzătoare a limitatorului de moment, în cursul operației de montare.

Programarea curbelor (1) se face pe baza caracteristicilor de sarcină furnizate de constructorul macaralei și care reprezintă variația sarcinii nominale Q_N funcție de unghiul α , pentru valori discrete ale lungimii l . Fiecărei curbe de sarcină îi va corespunde o curbă a tensiunii U_p . Tensiunea U_p va trebui să se modifice astfel, încît pentru orice valori ale lungimii și unghiului de înclinare ale brațului ea să fie egală cu tensiunea furnizată de traductorul de sarcină, la o încărcare egală cu $1,1 Q_N$. În acest fel limitatorul va interveni la o supraîncărcare de 10 % din sarcina nominală.

* Șef lucrări ing. Tiponut V. — Institutul politehnic — Timișoara; ing. Kissgheorghe, Z. — întrepr. „Tehnamental” — Timișoara

În cazul limitatorului AS-309 tensiunea U_p este generată cu ajutorul unui generator de funcții realizat cu un potențiomtru cu prize și pendul [1]. La acest potențiomtru poziția cursorului depinde de înclinarea brațului macaralei. Alimentând prizele potențiometrului cu tensiunile $U_1, U_2, \dots, U_n$, tensiunea cursorului, față de unul dintre capete, va depinde de unghiul de înclinare α după o curbă poligonală, ca în figura 1.

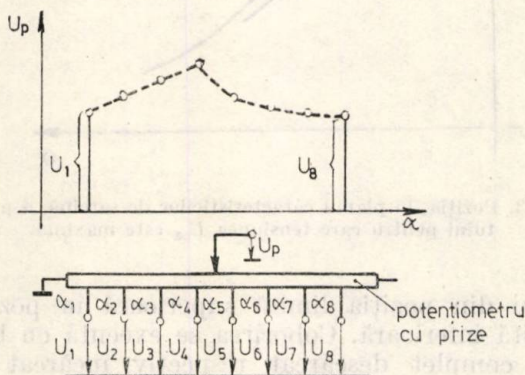


Fig. 1. Aproximarea unei curbe continue prin segmente, utilizând un potențiomtru cu prize.

Alegînd în mod potrivit sistemul de tensiuni $U_1, U_2, \dots, U_n$ este posibilă aproximarea prin segmente de dreaptă a oricărei curbe de variație a tensiunii U_p . Comutînd sistemul de tensiuni aplicate prizelor potențiometrului se realizează trecerea de la o curbă la alta, trecere impusă de modificarea lungimii brațului.

Din cele prezentate mai sus rezultă că dispozitivul introduce o eroare de principiu. Aceasta este determinată de aproximarea unei curbe continue printr-o linie poligonală și mai ales de faptul că se utilizează un număr finit de curbe de variație ale tensiunii U_p , corespunzătoare valorilor discrete adoptate pentru lungimea brațului.

Pentru ca eroarea de principiu să nu afecteze stabilitatea macaralei, între două valori discrete consecutive ale lungimii brațului, limitatorul funcționează pe curba corespunzătoare valorii mai mare a parametrului l . O asemenea funcționare se justifică prin aceea că sarcina nominală pentru o aceeași înclinare scade odată cu creșterea lungimii brațului.

Schema-bloc detaliată a limitatorului AS-309 este prezentată în figura 2 [1].

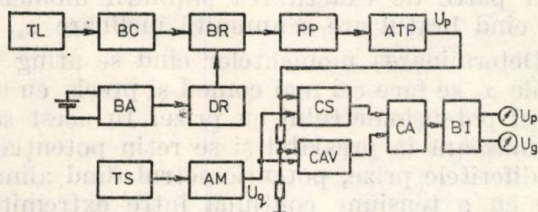


Fig. 2. Schema-bloc a limitatorului de moment PAT AS-309

TL reprezintă aici traductorul de lungime, realizat dintr-un tambur pe care este înfășurat un cablu flexibil de oțel, care are un capăt prins de vârful ultimului tronson mobil al brațului macaralei. Axul tamburului antrenează un potențiomtru cu mai multe ture, ale cărui capete sînt alimentate cu o tensiune continuă. Între cursor și unul din capete se culege o tensiune proporțională cu lungimea momentană a brațului.

Tensiunea astfel obținută se aplică blocului comparator BC, care include un număr de circuite de comparare egal cu numărul maxim de curbe programabil pentru tensiunea prescrisă (7 în cazul limitatorului AS-309, în varianta redusă). Pragurile de acționare ale acestor comparatoare corespund valorilor discrete ale lungimii brațului macaralei pentru care sînt date diagramele de sarcină avute în vedere la programare. În acest fel blocul comparator selectează automat curba tensiunii U_p după care are loc funcționarea limitatorului, funcție de tensiunea furnizată de traductorul TL. Selecția se realizează prin anclanșarea unui anumit set de relee din blocul de relee BR.

Releele din blocul BR au contactele normal deschise și prin anclanșarea lor se conectează prizele potențiometrului PP la ieșirile unui divizor rezistiv DR. Blocul de relee asigură comutarea tensiunilor aplicate prizelor potențiometrului, cu scopul trecerii de la o curbă de variație la alta a lui U_p , funcție de parametrul l . Determinarea ieșirilor divizorului rezistiv DR, la care trebuie conectate contactele fiecărui set de relee, pentru a se asigura tensiunile necesare generării curbelor $U_p = f_i(\alpha)$ se face prin operația de programare.

Tensiunea obținută între cursor și unul din capetele potențiometrului cu prize PP constituie după o amplificare prealabilă — în amplificatorul ATP — tensiunea prescrisă. Această tensiune se aplică apoi la cîte o intrare a comparatoarelor de suprasarcină CS respectiv de avertizare CAV.

La cealaltă intrare a comparatoarelor amintite se aplică tensiunea U_q — proporțională cu sarcina — obținută la ieșirea amplificatorului de sarcină AM. Amplificatorul diferențial de măsură prelucrează semnalele furnizate de cele două traductoare de presiune conectate unul la capătul inferior iar celălalt la capătul superior al cilindrului de basculare. Utilizarea a două traductoare, în montaj diferențial, asigură la intrarea amplificatorului AM un semnal proporțional cu forța ce acționează efectiv asupra pistonului și contribuie la diminuarea influenței nedorite a factorilor externi asupra valorii tensiunii U_q . Valoarea maximă a tensiunii U_q este limitată din considerente de circuit la 5 V. Cîștigul amplificatorului de măsură este reglabil, existînd astfel posibili-

tatea utilizării unui același tip de traductor la macarale cu caracteristici diferite, între anumite limite.

Tensiunea prescrisă aplicată la intrarea comparatorului de avertizare, fiind divizată, acesta comută la o tensiune U_q corespunzătoare unei sarcini $0,9 Q_N$. La egalitatea tensiunilor U_p și U_q comută și comparatorul de suprasarcină. Cele două comparatoare asigură prin intermediul unor circuite auxiliare CA, avertizarea și/sau blocarea comenzilor macaralei care permit creșterea momentului. Blocul indicator BI din cabina macaragiului oferă posibilitatea urmăririi continue a variației tensiunilor U_p , U_q . BI conține de asemenea și un comutator, cu ajutorul căruia se poate stabili unul din următoarele 3 regimuri de funcționare:

- regimul normal de lucru, prezentat mai sus;
- regimul de lucru cu braț suplimentar;
- regimul de repaus.

Tensiunile pentru alimentarea circuitelor electronice sînt furnizate de un bloc de alimentare BA.

2. Programarea limitatorului de moment

Operația de programare constă în determinarea valorilor tensiunii prescrise corespunzătoare unei sarcini $1,1 Q_N$ pentru anumite lungimi l_i și unghiuri de înclinare α_k ale brațului macaralei și reglarea generatorului de funcții încît să furnizeze la ieșire tensiunea prescrisă cu valorile dorite. Reglarea generatorului de funcții reprezintă o operație simplă, de rutină [3], încît în cele ce urmează se prezintă cu precădere unele tehnici de stabilire a valorilor $U_p(l_i, \alpha_k)$.

Trebuie menționat, că indiferent de tehnica adoptată, este necesară efectuarea următoarelor operații inițiale:

- aducerea la orizontală a platformei macaralei;
- anularea tensiunii de decalaj la ieșirea amplificatorului de măsură AM, după intrarea în regim termic staționar a circuitelor limitatorului, brațul macaralei fiind sprijinit pe suport;

— reglarea cîștigului amplificatorului AM încît tensiunea U_q să nu depășească în nici o situație valoarea limită de 5 V. În cazul automacaralelor AMT 63 și AMT 125 valoarea maximă a tensiunii U_q corespunde punctului A din planul curbelor de sarcină (fig. 3).

În ce privește parametrii l_i, α_k , valorile acestora se stabilesc pe baza celor prezentate la pct. 3, în cazul parametrului l_i , în timp ce valorile α_k sînt determinate așa cum rezultă și din figura 1, de amplasarea prizelor potențiometrului traductor de unghi ($\alpha_k = 20^\circ, 24^\circ, 32^\circ, 40^\circ, 48^\circ, 56^\circ, 64^\circ, 72^\circ$) — măsurate față de verticală.

O primă metodă de stabilire a valorilor tensiunii prescrise, mai expeditivă dar mai puțin precisă, constă în efectuarea, pentru fiecare lungime l_i , a două manevre de coborîre a bra-

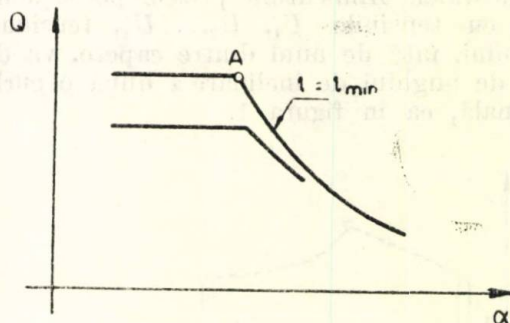


Fig. 3. Poziția, în planul caracteristicilor de sarcină, a punctului pentru care tensiunea U_α este maximă.

țului din poziția limită superioară în poziția limită inferioară. Coborîrea se execută cu brațul complet descărcat respectiv încărcat cu sarcina Q . Ori de cîte ori, înclinarea brațului devine egală cu una dintre valorile impuse pentru parametrul α_k , se măsoară tensiunea obținută la ieșirea amplificatorului de măsură. Valoarea $U_p(l_i, \alpha_k)$ rezultă apoi prin calcul [2]:

$$U_p(l_i, \alpha_k) = \frac{U'_{ik} - U''_{ik}}{Q} \cdot 1,1 Q_N(l_i, \alpha_k) + U''_{ik}. \quad (2)$$

În expresia de mai sus U'_{ik}, U''_{ik} reprezintă valorile tensiunii măsurate, corespunzătoare brațului încărcat cu sarcina Q , respectiv brațului descărcat. Prin $Q_N(l_i, \alpha_k)$ s-a notat sarcina nominală corespunzătoare valorilor l_i, α_k .

Este important de observat că toate măsurătorile se efectuează pe durata coborîrii brațului. La ridicare, frecările fiind în general mai mari, rezultă valori $U_p(l_i, \alpha_k)$ mai ridicate. Programarea limitatorului pe baza acestor valori ar facilita posibilitatea unei supraîncărcări a macaralei în regimul de coborîre a brațului.

Corectitudinea rezultatelor măsurătorilor este determinată, pe de o parte, de o deplasare cît mai uniformă a brațului în jos, încît să nu apară solicitări dinamice suplimentare iar pe de altă parte de exactitatea stabilirii momentului cînd brațul are o anumită înclinare α_k .

Determinarea momentelor cînd se ating valorile α_k se face cel mai comod și precis cu ajutorul potențiometrului cu prize. În acest scop se măsoară în prealabil și se rețin potențialele la diferitele prize, potențiometrul fiind alimentat cu o tensiune continuă între extremități. Ori de cîte ori potențialul cursorului devine

egal cu una dintre valorile măsurate anterior, cursorul este plasat în dreptul unei anumite prize adică brațul macaralei are înclinare α_k corespunzătoare prizei respective. Măsurătorile se execută cu ajutorul a două voltmetre numerice, unul indicând tensiunea cursorului iar celălalt tensiunea la ieșirea amplificatorului de măsură. De preferat ca cel de-a doilea voltmetru numeric să funcționeze în regim de măsurători singulare și să aibă atașată o imprimantă.

O a doua metodă de stabilirea valorilor tensiunii U_p constă în atirarea succesivă în cârlig a unor sarcini $1,1 Q_N(l_i, \alpha_k)$, pentru toate perechile de valori (l_i, α_k) aferente curbelor de sarcină și măsurarea tensiunilor $U_p(l_i, \alpha_k)$ corespunzătoare. Evident, metoda este mult mai laborioasă și necesită existența unui set de sarcini etalon, care să permită realizarea, cu o anumită precizie, a oricărei încărcări $1, 1 Q_N$. Apar în schimb o serie de avantaje:

— o mai mare precizie a măsurării, fiind evitate erorile cauzate de solicitări dinamice suplimentare precum și erorile datorită modificării frecărilor cu sarcina (frecările ce intervin la calculul cu ajutorul (2) corespund unei sarcini Q diferită în general de Q_N);

— dacă pe măsură ce sînt determinate valorile $U_p(l_i, \alpha_k)$ se reglează generatorul de funcții, există posibilitatea verificării imediate a funcționării în ansamblu a limitatorului de moment.

Dezavantajul major al metodei de mai sus îl constituie durata mare necesară pentru efectuarea măsurătorilor, durată determinantă în principal de intervalul de timp necesar coborîrii brațului încărcat la înclinarea dorită. Dacă înclinarea α_k se determină spre exemplu indirect, prin măsurarea deschiderii — metoda uzuală — este necesară o succesiune de operații de coborîre — urcare a brațului și de măsurare a deschiderii, care, în situația că se urmărește o precizie mai ridicată necesită un interval de timp inacceptabil de mare.

În cazul limitatorului PAT AS-309 determinarea lui α_k a fost posibilă printr-o metodă extrem de eficientă, sub aspectul timpului

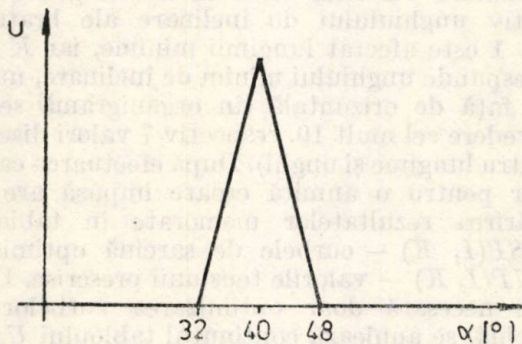


Fig. 4. Forma de variație a tensiunii cursorului potențio-metrului cu prize, utilizat la reglarea înclinării brațului.

consumat. Procedura constă în aplicarea la priza traductorului de unghi, corespunzătoare înclinării dorite α_k , a unei tensiuni și conectarea la masă a prizelor alăturate. În această situație tensiunea U între cursorul potențio-metrului traductor și masă variază cu înclinarea ca în figura 4, fiind maximă pentru o înclinare α_k a brațului.

Cum valoarea acestei tensiuni este pusă în evidență de blocul indicator BI, macaragiul poate comanda înclinarea dorită a brațului urmărind obținerea unei indicații maxime, fără alte comenzi din exterior.

3. Optimizarea programării limitatorului de moment

Așa cum s-a arătat la § 1, una dintre erorile sistematice ce caracterizează funcționarea limitatorului de moment este cea determinată de utilizarea unui număr finit de curbe pentru tensiunea prescrisă. Dacă programarea se face astfel încît să nu fie afectată stabilitatea macaralei, atunci această eroare $\Delta Q'$ este dată de relația (fig. 5):

$$\Delta Q' = Q' - Q_i \quad (3)$$

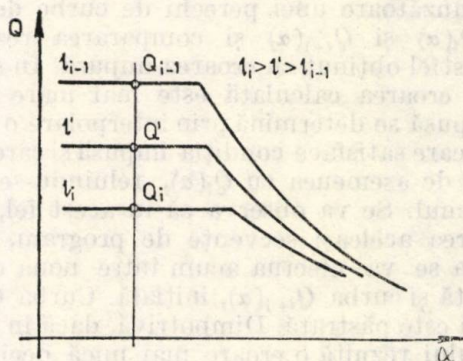


Fig. 5. Curbele de sarcină pentru definirea erorilor $\Delta Q'$ și ΔQ_i .

În figura 5 $Q_i(\alpha)$ reprezintă curba de sarcină după care funcționează limitatorul, în timp ce $Q'(\alpha)$ este curba de sarcină corespunzătoare lungimii efective l' . Pentru o aceeași înclinare a brațului, $\Delta Q'$ crește odată cu scăderea lungimii acestuia, încît la limită se introduce eroarea maximă:

$$\Delta Q_i = Q_{i-1} - Q_i \quad (4)$$

căreia îi corespunde eroarea relativă:

$$\varepsilon_i = \frac{\Delta Q_i}{Q_i} \quad (5)$$

Programul de optimizare scris în limbaj FORTRAN IV, în conformitate cu organigrama din figura 6, este dat în figura 7.

Concluzii

Metodele indicate de determinare experimentală a valorilor tensiunii prescrise au fost aplicate cu succes la programarea limitatoarelor PAT AS-309 instalate pe automacaralele AMT 63 și AMT 125, fabricate de I. M. Timișoara. Cu această ocazie s-au putut constata avantajele pe care le prezintă procedeele de determinare a unghiului de înclinare prin utilizarea potențiometrului traductor de unghi, comparativ cu metoda uzuală de determinare indirectă, prin măsurarea deschiderii. Aceste avantaje vizează pe de o parte precizia, iar pe de altă parte durată măsurării.

Cu privire la procedeul de optimizare se menționează că acesta permite pe lângă o programare a limitatorului, care să asigure exploatarea eficientă a capacității macaralei și determinarea numărului de curbe ale tensiunii prescrise pentru care eroarea relativă maximă nu depășește anumite valori impuse. Acest fapt permite stabilirea unui compromis optim între prețul limitatorului — determinat cu precădere de numărul de curbe programabile — și scăderea capacității de utilizare a macaralei.

Bibliografie

- [1] * * * Instrucțiuni tehnice pentru limitatorul de moment PAT AS-309.
- [2] * * * Handbuch für Elektronische Lastmomentbegrenzung System PAT.
- [3] *Tiponuf, V. s.a.* Instrucțiuni pentru montarea, exploatarea, întreținerea și depanarea limitatorului de moment PAT AS-309.

CZ 621.3.015.51

JONCTIUNI SEMICONDUCTOARE
TENSIIUNE DE STRĂPUNGERE

Proiectarea tensiunii de străpungere la joncțiuni semiconductoare plane N+P cu siliciu

GEORGE V. MÂNDUȚEANU * — București

Introducere

În lucrări anterioare [1, 2, 3] s-au stabilit domenii de valabilitate pentru coeficienții de ionizare LEE [4], OVERSTRAETEN [5], GRANT [6] și OGAWA [7] folosiți în calculul tensiunii de străpungere la joncțiuni semiconductoare plane cu siliciu. S-a arătat [1, 2, 3] că pentru concentrații de bază, C_B în jur de $5 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ și $3 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ se pot folosi coeficienți de ionizare OVERSTRAETEN [5], iar pentru concentrații de bază în jur de $3 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ se pot folosi coeficienți de ionizare LEE [4], diferența, în cele trei cazuri, între valorile experimentale și cele teoretice fiind mai mică de 8%.

În această lucrare se folosește metoda de calcul descrisă în [1] anexa 2. Pentru concentrații de bază între 10^{13} și 10^{16} cm^{-3} s-au folosit coeficienți de ionizare OVERSTRAETEN [5], iar pentru concentrațiile de bază 10^{18} cm^{-3} și 10^{19} cm^{-3} s-au folosit coeficienți de ionizare LEE [4]. Pentru C_B egal cu 10^{17} cm^{-3} s-au făcut calcule cu ambii coeficienți de ionizare și s-au ales valori de tensiune mai mici decât aceste valori, aceasta deoarece pentru 10^{16} cm^{-3} valorile obținute pentru coeficienți LEE [4] sînt mai mari decât cele din experiență [3], iar pentru 10^{18} cm^{-3} valorile obținute cu coeficienți OVERSTRAETEN [5] sînt mai mari decât cele obținute din experiență [2].

Adîncimile de joncțiune s-au considerat 10μ , 20μ , 50μ , 100μ , 200μ , iar concentrațiile de suprafață au fost 10^{18} cm^{-3} , 10^{19} cm^{-3} , 10^{20} cm^{-3} și 10^{21} cm^{-3} .

Rezultate și discuții

În figura 1 s-a reprezentat variația tensiunii de străpungere, V_B cu concentrația de bază, C_B pentru adîncimea de 10μ , avînd ca parametru concentrația de suprafață, C_S . Modul de calcul a fost prezentat mai sus. Din calcul a reieșit o relație utilă între tensiunile de străpungere la diferite adîncimi de joncțiuni și concentrații de suprafață. Rezultatele au arătat că raportul între tensiunile de străpungere la două adîncimi diferite de joncțiune, pentru același C_B nu depinde de concentrația de suprafață, în limita $\pm 5\%$. Acest lucru este arătat în figura 2 unde s-a reprezentat variația raportului între tensiunea de străpungere la un anumit X_J și tensiunea de străpungere la $X_J=10 \mu$ funcție de concentrația de bază, avînd ca parametru adîncimea joncțiunii, indiferent de concentrația de suprafață. Relații asemănătoare s-au găsit și pentru extinderea regiunii de sarcină spațială la străpungere în regiunea slab dopată W_{LB} , parametru care este important în proiectarea tensiunii de străpungere din cauza fenomenului de „pătrundere”. Rezultatele pentru W_{LB} sînt trecute în figura 3 și figura 4.

* CCSITS (ICCE) — București.

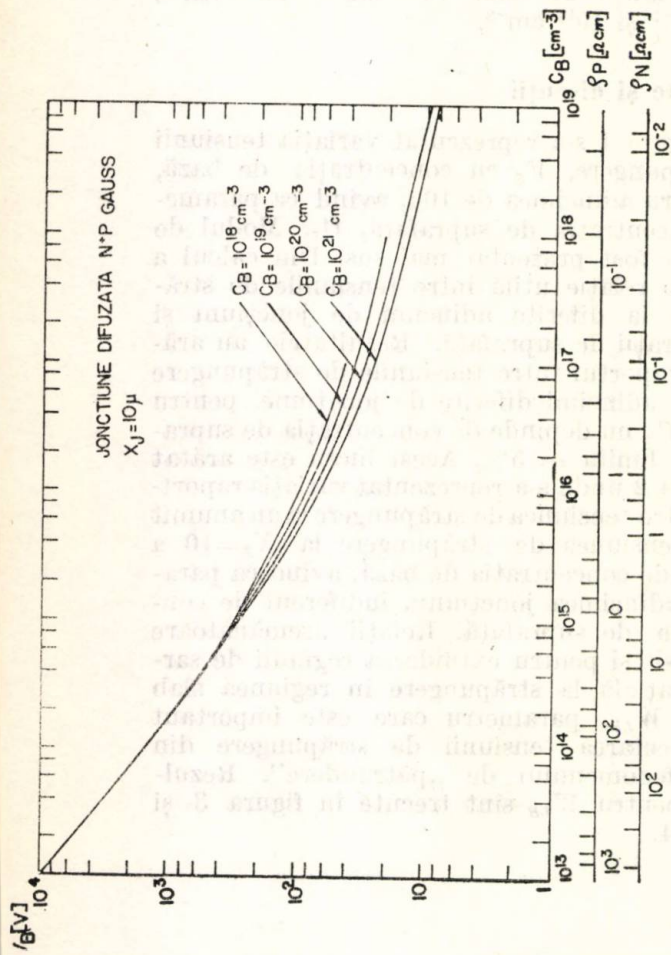


Fig. 1. Variația tensiunii de străpungere. V_B funcție de concentrația de bază, C_B pentru adâncimea joncțiunii de 10μ , cu parametru concentrația de suprafață, C_S .

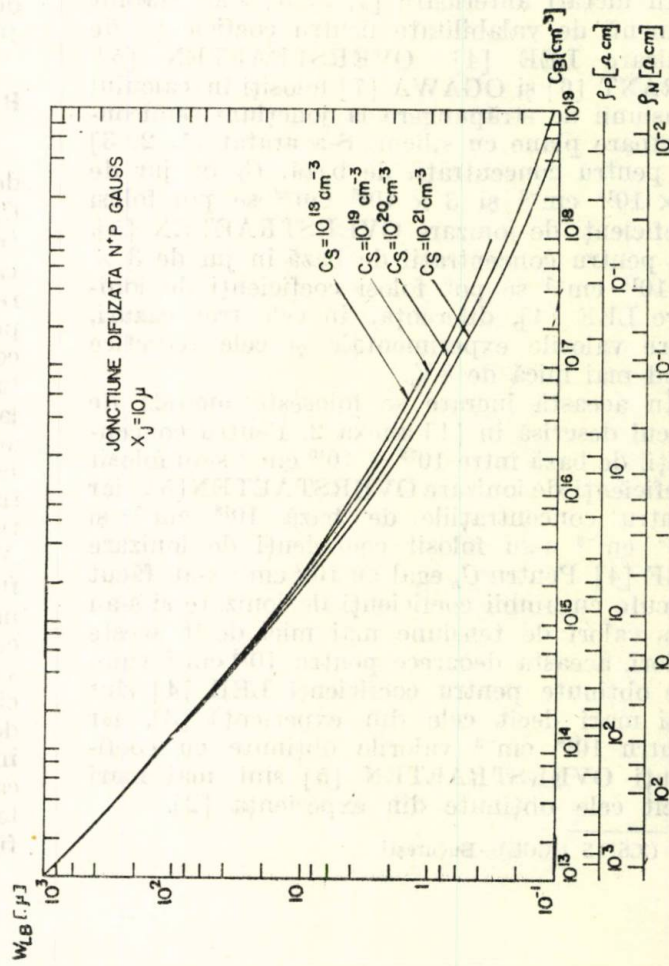


Fig. 3. Variația extinderii regiunii de sarcină spațială la străpungere în regiunea slab dopată, W_{LB} funcție de concentrația de bază, C_B pentru adâncimea joncțiunii de 10μ , cu parametru concentrația de suprafață, C_S .

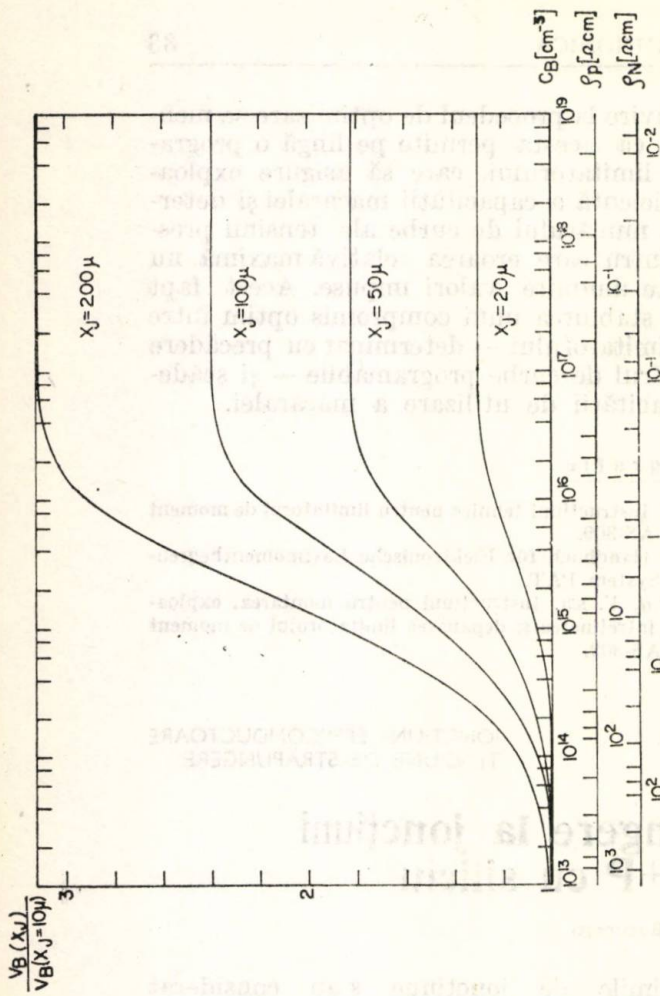


Fig. 2. Variația raportului între tensiunea de străpungere la un anumit X_J , $V_B(X_J)$ și tensiunea de străpungere la $X_J = 10 \mu$, $V_B(X_J = 10 \mu)$ funcție de concentrația de bază C_B , cu parametru adâncimea joncțiunii, X_J , pentru orice C_S .

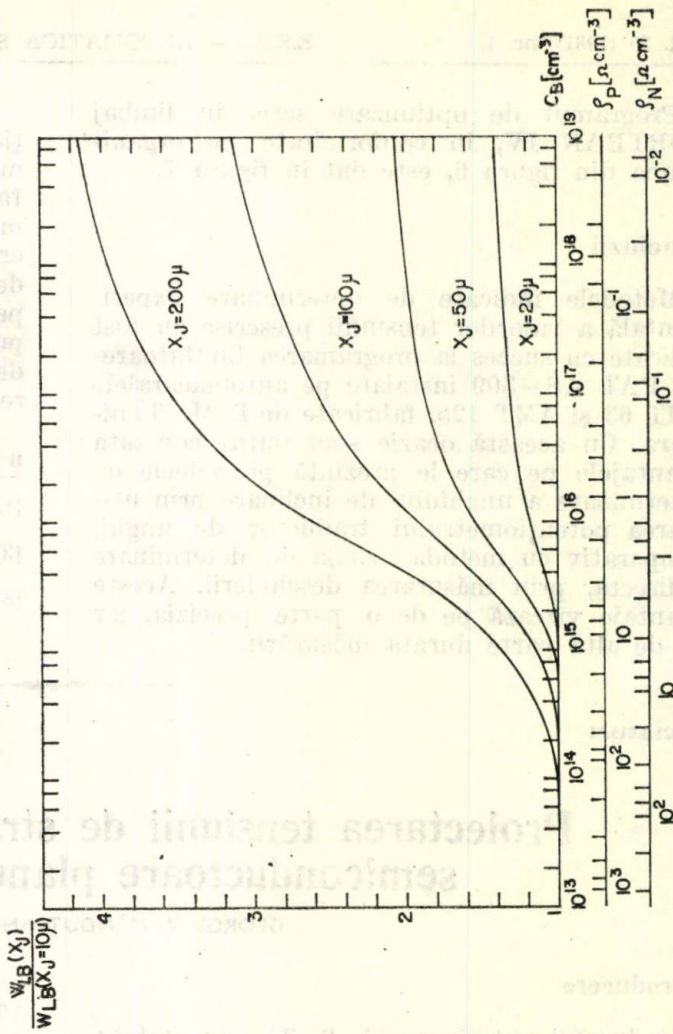


Fig. 4. Variația raportului între extinderea regiunii de sarcină spațială la străpungere în regiunea slab dopată la un anumit X_J , $W_{LB}(X_J)$ și extinderea regiunii de sarcină spațială la străpungere în regiunea slab dopată la $X_J = 10 \mu$, $W_{LB}(X_J = 10 \mu)$ funcție de concentrația de bază C_B , cu parametru adâncimea joncțiunii, X_J , pentru orice C_S .

Așa cum se vede, în figura 2 și 4 pe abscisă s-au trecut și axele pentru ρ_p și ρ_n . Corespondența între valorile lui ρ și ale lui C_B s-a făcut conform curbelor lui Irvin.

Concluzii

S-au prezentat curbe de proiectare pentru tensiunea de străpungere, V_B și pentru extinderea regiunii de sarcină spațială la străpungere în regiunea slab dopată, W_{LB} pentru joncțiuni semiconductoare n_p^+ plane cu siliciu. Calculurile au fost făcute considerind coeficienții de ionizare α_n și α_p , LEE[4] sau OVERSTRAETEN [5] în funcție de concentrația de bază, folosind rezultate experimentale anterioare [1, 2, 3]. Se consideră că eroarea față de experiență este mai mică de 10%. În lucrare este dată și corespondența $C_B(\rho_n)$ și $C_B(\rho_p)$ conform curbelor lui Irvin.

Bibliografie

- [1] Mănduțeanu, G.V. Verificarea coeficienților de ionizare folosiți în calculul tensiunii de străpungere la joncțiuni semiconductoare plane cu siliciu. În: E. E. A., nr. 2, 1980.
- [2] Mănduțeanu G. V. Verificarea coeficienților de ionizare folosiți în calculul tensiunii de străpungere la joncțiuni semiconductoare plane cu siliciu — Partea a 2-a. Diode Zener, În: E. E. A., Automatica și electronica, nr. 3, sep. 1980.
- [3] Mănduțeanu G. V., Lakatoș E. St., Verificarea Coeficienților de Ionizare Folosiți în Calculul Tensiunii de Străpungere la Joncțiuni Semiconductoare Plane cu Siliciu — Partea a 3-a — Diode cu Avalanșă Controlată. În: E. E. A., decembrie, 1980.
- [4] Lee C. A., Logan R. A., Batdorf, R.A., Kleimack J. J., and Wiegman, W. „Ionization Rates of Holes and Electrons in Silicon”, Phys. Rev., vol. 134, p. A761 — A773, May 4, 1964.
- [5] Overstraeten, R. Van and De Man, H. Measurement of the Ionization Rates in Diffused Silicon p-n Junctions. În: Solid State Electron, vol. 13, p. 583—608, May 1970.
- [6] Grant, W. N. Electron and Hole Ionization Rates in Epitaxial Silicon at High Electric Fields, În: Solid State Electron, vol. 16, p. 1189—1203, 1973.
- [7] Ogawa, T. Avalanche Breakdown and Multiplication in Silicon p-i-n Junction. În: Japanese J. Appl. Phys., vol. 4 p. 473 484, 1965.

NOTĂ

Asupra generalității relației $h_{FE} \propto I_c^{1/3}$

Introducere

În proiectarea și modelarea tranzistoarelor bipolare și a circuitelor liniare sînt necesare deseori relații analitice între diverși parametri electrice de dispozitiv.

O astfel de relație cu caracter general, determinată teoretic și verificată experimental de Schmidt și Das [1], exprimă (sub forma $h_{FE} \propto I_c^k$, $k = 1/3$) o legătură directă între câștigul static și curentul de colector.

La curenți mici de colector, studierea valabilității relației $h_{FE} \propto I_c$ prezintă interes, întrucît aceasta este o expresie implicită a unor fenomene fizice (ex.: recombinarea) cu caracter limitativ asupra performanțelor electrice ale tranzistoarelor bipolare.

În acest sens prezenta lucrare își propune o verificare experimentală a relației Schmidt — Das în vederea determinării gradului ei de generalitate.

1. Teorie

Plecînd de la expresiile cunoscute ale câștigului static, curenților de emitor și colector,

la nivel mic de injecție, Schmidt și Das ajung la o ecuație de gradul doi în I_B și I_{dif} a cărei soluție este:

$$\frac{1}{h_{FE}} = \frac{\delta \sqrt{I_c(\lambda_E + 1 - \alpha_B)}}{\sqrt{I_B}} + \frac{\lambda_E + 1 - \alpha_B}{\alpha_B} \quad (1)$$

Constantele λ_E , δ și I_0 sînt determinate de parametrii de profil ai tranzistorului.

În ipoteza în care neglijăm recombinarea, termenul

$$\frac{\lambda_E + 1 - \alpha_B}{\alpha_B} \approx \frac{1}{h_{FE \max}}$$

Deci, relația (1) devine:

$$\frac{1}{h_{FE}} = \frac{\delta \sqrt{I_0(\lambda_E + 1 - \alpha_B)}}{\sqrt{I_B}} + \frac{1}{h_{FE \max}} \quad (2)$$

Dacă valoarea lui h_{FE} satisface condiția: $h_{FE} \ll h_{FE \max}$ relația (2) poate fi scrisă sub forma:

$$h_{FE} = \frac{I_c^{1/3}}{[\delta/I_0(\lambda_E + 1 - \alpha_B)]^{2/3}}, \quad (3)$$

sau:

$$h_{FE} \propto I_c^{1/3}. \quad (4)$$

În cele ce urmează se va demonstra că relația (4) are un caracter redus de generalitate.

2. Descrierea experimentului

S-a realizat un sistem de măsură a cîștigului static în configurația bază comună. Sistemul (fig. 1 a) este compus dintr-un generator de curent constant (G. C. C.), o sură de polarizare (HP 6116 A), un picoampermetru Keithley 410A (pentru măsurarea curentului de bază), și un cap de măsură ecranat.

Generatorul de curent constant (fig. 1 b), s-a realizat folosind un amplificator operațional cu $0,3 \cdot 10^{-12}$ A curent de polarizare, asigurându-se astfel o precizie de 10^{-3} în gama de curenți la care s-au efectuat măsurătorile (10^{-8} A $\div$ 10^{-3} A). În domeniul curenților foarte mici generatorul poate fi folosit pentru măsurători pînă la $I_c = 100$ pA, cu o precizie de 1 %.

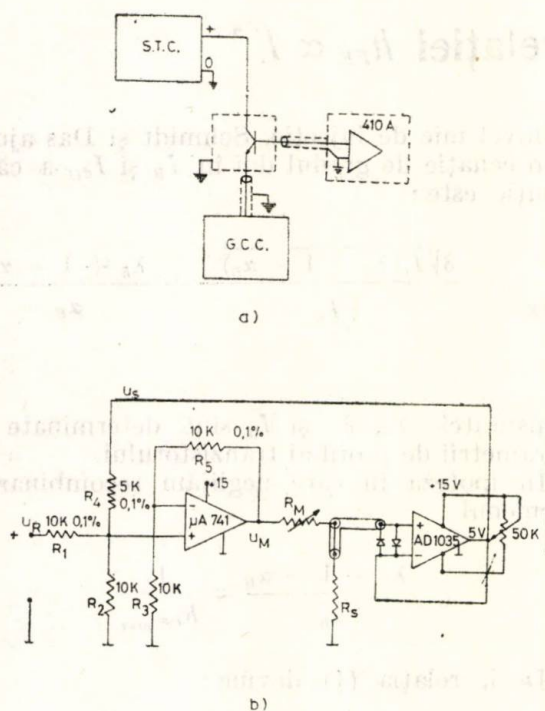


Fig. 1. (a) Schema bloc a sistemului de măsură a cîștigului static: S. T. C. — sursă de tensiune constantă, 410A — picoampermetru Keithley, G. C. C. — generator de curent continuu; (b) — schema electrică a generatorului de curent continuu (100 pA $\div$ 5 mA).

S-au realizat măsurători de cîștig static pe grupuri de cîte 25 tranzistoare din loturi diferite, a căror concentrație de emitor variază în plaja $3,5 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3} \div 1 \cdot 10^{21} \text{ cm}^{-3}$. Din curbele experimentale $h_{FE} - I_c$ s-au determinat valorile corespunzătoare ale coeficientului k , pentru fiecare tranzistor în parte, utilizînd un program de interpolare cu funcții spline cubice.

3. Rezultate experimentale

Din fiecare lot de tranzistoare măsurate s-au selectat dispozitive cu variații $h_{FE} - I_c$ tipice, care sînt prezentate în fig. 2 (pentru loturile L1, L3, L5). Se observă o variație mult mai liniară a cîștigului în cazul tranzistoarelor din lotul L1, caracterizate printr-o concentrație

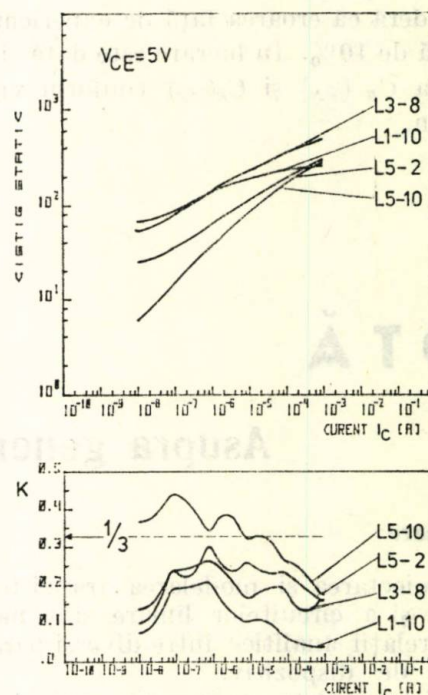


Fig. 2. — Variații experimentale $h_{FE} - I_c$ (2a) și $k - I_c$ (2b) pentru tranzistoare reprezentative din loturile L1, L2 și L5. Valorile coeficientului k nu depășesc valoarea 1/3 indicată de Schmitt și Das decât în cazul unor tranzistoare degradate (ex.: L5-10).

redusă de emitor ($\approx 3,5 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$). La curenții mici de colector (10^{-8} A), se remarcă o degradare a cîștigului static cu creșterea concentrației de emitor. La curenți mari de colector (10^{-3} A), tranzistoarele cu concentrații mari de emitor prezintă un cîștig static îmbunătățit datorită creșterii eficienței injectiei.

Pentru variațiile tipice $h_{FE} - I_c$, coeficientul k nu depășește valoarea 1/3 (fig. 2 b; k depășește această valoare numai în cazul unor tranzistoare puternic degradate, numărul acestora crescînd cu concentrația de emitor.

Prin urmare, valorile lui k depind de concentrația de emitor, afirmație justificată prin prezentarea (fig. 3) variației valorii medii a coeficientului k funcție de I_c , avînd ca parametru concentrația de emitor.

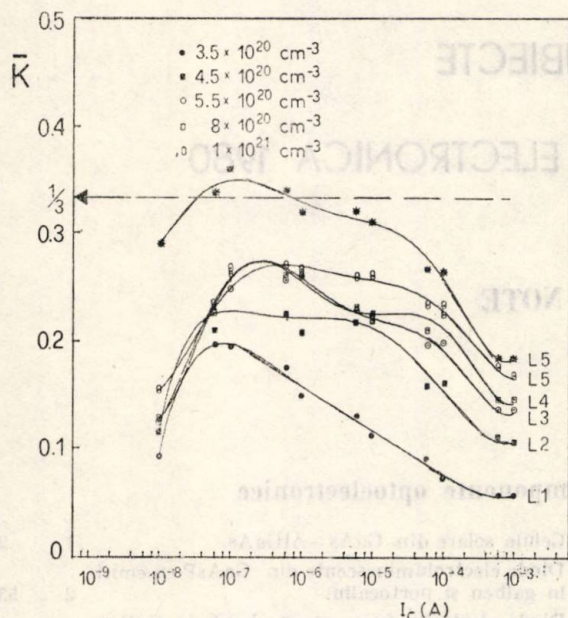


Fig. 3. Dependenta valorilor medii ale coeficientului k funcție de curentul de colector pentru diferite valori ale concentrației de emitor.

La un anumit curent, valoarea medie a coeficientului k crește cu gradul de dopare a emitorului. Se observă că pentru fiecare concentrație de emitor, variația $k-I_c$ prezintă un maxim în jurul valorii $I_c = 10^{-7}$ A.

Astfel, în plaja de concentrație $3,5 \cdot 10^{20} \div 1 \cdot 10^{21} \text{ cm}^{-3}$ valorile coeficientului k nu depășesc valoarea $1/3$ indicată de Schmidt și Das, ele fiind situate între $1/5 \div 1/4$. Mai mult, la $C_{S \text{ min}}$ multe din tranzistoare prezintă $k \leq 1/6$ (pentru $I_c > 10^{-7}$ A).

Valoarea $1/3$ este depășită pe o singură decadă de curent în cazul unor tranzistoare puternic degradate din lotul L5. Exprimînd de fapt, liniaritatea cîștigului static, coeficientul k este deci dependent de modul de procesare al dispozitivelor, tendința generală fiind aceea de a se folosi procedee tehnologice prin care $k \rightarrow 0$ (cîștigă ultraliniară) [2/].

Concluzii

Prin măsurători de cîștig static la curenți foarte mici s-a demonstrat că valorile coeficientului k din relația $h_{FE} \propto I_c^k$ depind de concentrația de dopare a emitorului. Valoarea $1/3$ peste atinsă numai în cazul unor tranzistoare puternic degradate.

Prin urmare, relația Schmidt — Das ($h_{FE} \propto I_c^{1/3}$) exprimă o stare de fapt și nicidecum un adevăr eu caracter larg de generalitate.

Bibliografie

- [1] Schmidt, P., Das, M. B. On the wide-range bias dependence of transistor d. c. and small-signal current gain factors. In: Solid— State Electron., vol. 15, p. 107—116.
- [2] Werner, W. M. The Influence of Fixed Interface Charges on the Current-Gain Falloff of Planar n-p-n Transistors. In: J. of Electrochem. Soc., vol. 123, 1976, p. 540—543.
M. Mihăilă, A. Angelescu, D. Olariu — CCSITS

INDEX DE SUBIECTE

E.E.A. — AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA 1980

ARTICOLE ȘI NOTE

Semiconductoare

	Nr.	Pag.
● Efectul sinterizării asupra caracteristicilor electrice ale diodelor Al/Si-n.	1	5
● Proiectarea diodelor Schottky pentru micro-onde.	1	12
● Determinarea grosimii straturilor epitaxiale utilizând corelația de fază în funcție de rezistența substratului.	1	19
● Influența condițiilor de difuzie a emitorului asupra zgomotului de joasă frecvență al tranzistoarelor bipolare.	2	50
● Evaluarea distribuției de purtători minoritari a sarcinii stocate și a timpului de tranziție la diodele cu revenire în treaptă (SRD).	2	63
● Verificarea coeficienților de ionizare folosiți în calculul tensiunii de străpungere la joncțiuni semiconductoare plane cu siliciu. Calculul înălțimii barierei de potențial la diodele Schottky aluminiu-siliciu (n) cu strat de suprafață dopat.	2	72
● Coeficienți de ionizare pentru calculul tensiunii de străpungere la joncțiuni semiconductoare plane cu siliciu. Diode Zener.	3	94
● Dioda IMPATT în oscilatoare de microunde cu microstrip.	3	97
● Coeficienți de ionizare pentru calculul tensiunii de străpungere la joncțiuni difuzate plane cu siliciu. Diode cu avalanșă controlată.	3	104
● Curenți reziduali de tip canal în tranzistoare de înaltă tensiune.	4	141
	4	147

Defecte — fiabilitate în dispozitive semiconductoare

Corelații calitative zgomot-defecte cristalografice în tranzistoare bipolare cu siliciu.	1	9
● Metoda EBIC pentru studierea dispozitivelor semiconductoare și analiza defectelor.	1	22
● Elemente de predeterminare a fiabilității tranzistoarelor prin microtermoscopie.	3	100

Componente optoelectronice

● Celule solare din GaAs—AlGaAs.	1	2
● Diode electroluminescente din GaAsP cu emisie în galben și portocaliu.	2	53
● Diode electroluminescente pe bază de GaP cu emisie în verde.	2	58

Analiza și proiectarea cu ajutorul calculatorului

● CINLAY Software de verificare și corectare interactivă a măștilor pentru C.I.	1	33
● Modelul distribuit pentru tranzistoarele DMOS și VMOS.	4	137
● Analiza de joasă tensiune a capacitorului MOS dopat cu aur.	4	144

Straturi subțiri

● Sistem de ajustare funcțională a rețelelor de conversie D/A realizate prin tehnologia straturilor subțiri.	4	150
● Studiul dependenței de temperatură a fotoconducției în straturi subțiri de sulfură de plumb.	4	153

Circuite integrate

● Sistem automat de testare pentru circuite integrate logice.	1	36
● Procesor pentru caracterizarea C.I. analogice.	1	39
● Interfață de măsură și control pentru circuite integrate TTL.	2	61
● Minitester pentru amplificatoare operaționale integrate.	2	68

Electronică industrială

● Transmisia semnalelor cu BLU prin sisteme selective.	3	108
● Aparat numeric pentru studiul supratensiunilor de comutație.	3	113

- Generator de impulsuri aleatoare/simulator de canal de transmisie perturbat. 3 117
- Modalităţi de operare a convertoarelor analog-numerice ce lucrează prin metoda înjumătăţirii. 4 150
- Cuplor directiv de bandă largă defazor de 90 cu elemente concentrate. 4 163

- Circuite de interfaţă pentru microprocesoare. 124
- Studiul privind utilizarea microprocesorului 8085 pentru analiza undelor biologice. 4 159
- Menţinerea informaţiilor de mini şi microcalculator cu ajutorul bateriilor reîncărcabile. 4 169

Tehnica de calcul, inclusiv microprocesoare

- Controler de refresh pentru un microcomputer 8080. 2 75
- Controler de memorie pentru un microcomputer 8080. 2 77
- Interfeţe standard — unitate de bandă magnetică — unitate de legătură şi metode de adaptare. 3 120

Manifestări ştiinţifice şi tehnice

- nr. 1, pag. 45

Realizări din industrie

- nr. 2, pag. 80, pag. 82

Informaţii

- nr. 4, pag. 176

INDEX DE AUTORI

A

- Aldea, M. L. : nr. 4 (dec.), pag. 153
Anastasiu, V. : nr. 3 (sep.), pag. 120

B

- Barbu, I. : nr. 2 (iun.), pag. 61
Bădilă, M. : nr. 4, (dec.), pag. 137
Băluţă, Gh. St. : nr. 3 (sep.), pag. 100
Băzu, M. : nr. 4 (dec.), pag. 144
Boroş, A. : nr. 2 (iun.), pag. 58
Boţilă, T. : nr. 4 (dec.), pag. 153
Brădău, Fl. : nr. 1 (mar.), pag. 19
Brezeanu, Gh. : nr. 1 (mar.), pag. 5
Bulucea, C. : nr. 3 (sep.), pag. 94
Burlăanu, C. : nr. 4 (dec.), pag. 150
Burlăcel, I. : nr. 1 (mar.), pag. 19

C

- Cărbunescu, E. : nr. 3 (sep.), pag. 100
Chiriţoiu, N. : nr. 4 (dec.), pag. 169
Ciubotariu, H. : nr. 2 (iun.), pag. 53, 58
Constantin, I. : nr. 3 (sep.), pag. 108
Costea, I. : nr. 3 (sep.), pag. 104

D

- Dan, P. A. : nr. 1 (mar.), pag. 5
Dascălu, D. : nr. 1 (mar.), pag. 5
Demetriad, A. : nr. 2 (iun.), pag. 53, 58
Dima, B. C. : nr. 1 (mar.), pag. 5
Dolocan, V. : nr. 4 (dec.), pag. 153
Dorobanţu, A. : nr. 1 (mar.), pag. 12

E

- Enescu, V. : nr. 1 (mar.), pag. 19

F

- Fulea, M. : nr. 4 (dec.), pag. 163

G

- Georgescu, S. : nr. 4 (dec.), pag. 147
Gnandt, E. : nr. 4 (dec.), pag. 156
Grădinaru, Gh. : nr. 1 (mar.), pag. 12

H

- Hâncu, M. : nr. 2 (iun.), pag. 75, 77
Herşcovici, B. : nr. 3 (sep.), pag. 94

I

- Ilian, V. : nr. 1 (mar.), pag. 39
Ilie, M. : nr. 1 (mar.), pag. 39
Iordănescu, S. : nr. 2 (iun.), pag. 63
Iota, C. : nr. 4 (dec.), pag. 159

K

- Kozma, N. : nr. 2 (iun.), pag. 63

L

- Lakatoş, St. E. : nr. 4 (dec.), pag. 141
Lazarenco, I. : nr. 4 (dec.), pag. 153
Liţă, M. : nr. 1 (mar.), pag. 33

M

- Manolescu, A. : nr. 4 (dec.), pag. 150
Manolescu, A. M. : nr. 4 (dec.), pag. 150
Măndruţeanu, G. V. : nr. 2 (iun.), pag. 72
Măndruţeanu, G. V. : nr. 3 (sep.), pag. 94
Măndruţeanu, G. V. : nr. 4 (dec.), pag. 141
Mănescu, A. : nr. 2 (iun.), pag. 77
Mănescu, D. : nr. 2 (iun.), pag. 58
Mihăilă, M. : nr. 1 (mar.), pag. 9
Mihăilă, M. : nr. 2 (iun.), pag. 50
Mihnea, A. : nr. 4 (dec.), pag. 147
Molsin, L. H. : nr. 3 (sep.), pag. 117
Mugoiu, Fl. : nr. 4 (dec.), pag. 159
Munteanu, V. : nr. 4 (dec.), pag. 163
Müller, A. : nr. 2 (iun.), pag. 63

N

- Nan, S. : nr. 2 (iun.), pag. 53, 58
 Naforniță, I. : nr. 4 (dec.), pag. 156
 Necula, A. : nr. 2 (iun.), pag. 53, 58
 Nern, I. : nr. 4 (dec.), pag. 176
 Niculescu, M. : nr. 2 (iun.), pag. 61
 Nisipeanu, S. : nr. 3 (sep.), pag. 120
 Niță, M. : nr. 1 (mar.), pag. 39

O

- Olaru, M. : nr. 4 (dec.), pag. 137

P

- Pentia, E. : nr. 4 (dec.), pag. 153
 Petriu, E. : nr. 4 (dec.), pag. 156
 Popescu, Gr. : nr. 3 (sep.), pag. 120
 Prisecaru, S. : nr. 1 (mar.), pag. 22.
 Prisecaru, S. : nr. 4 (dec.), pag. 147
 Profeta, H. : nr. 1 (mar.), pag. 33

R

- Rădulescu, M. : nr. 1 (mar.), pag. 36
 Rosenberg, R. : nr. 2 (iun.), pag. 75, 77

- Rotaru, C. : nr. 1 (mar.), pag. 36
 Rotaru, C. : nr. 2 (iun.), pag. 61
 Rusu, A. : nr. 3 (sep.), pag. 94
 Rusu, A. : nr. 4 (dec.), pag. 137

S

- Sachelarie, D. : nr. 4 (dec.), pag. 144
 Sachelarie, M. : nr. 4 (dec.), pag. 144
 Sdrulla, D. : nr. 4 (dec.), pag. 147
 Setnic, S. : nr. 2 (iun.), pag. 63
 Statovici, M. : nr. 1 (mar.), pag. 36
 Stoiciu, D. : nr. 3 (sep.), pag. 113
 Sturza, D. : nr. 1 (mar.), pag. 36
 Sucitu, A. : nr. 2 (iun.), pag. 68
 Sucitu, Gh. : nr. 2 (iun.), pag. 68
 Sucitu, Gh. : nr. 3 (sep.), pag. 124

T

- Tiponut, V. : nr. 3 (sep.), pag. 113

V

- Vais, D. M. : nr. 1 (mar.), pag. 39
 Vancu, A. V. : nr. 4 (dec.), pag. 153
 Voicu, G. : nr. 1 (mar.), pag. 36
 Voicu, G. : nr. 2 (iun.), pag. 61

Indicații redacționale

Manuscrisele trimise spre publicare se organizează în două dosare separate: text și figuri. Tot materialul se trimite în două exemplare, original și copie carbon sau xerox.

Textul lucrării se compune din părțile specificate în continuare: acestea, urmînd drumuri diferite în tipografie, se scriu fiecare pe pagini separate.

- Titlul, numele autorilor, adresele autorilor, rezumat scurt (maximum 30 cuvinte), cuvintele cheie (maximum 3) și cod de clasificare zecimală (CZ), funcția și locul de muncă ale autorilor — totul pe o singură pagină dactilografată la două rînduri.
- Textul de bază — maximum 15 pagini dactilografiate pe o singură fașă a hîrtiei (format A4), la două rînduri. Locul figurilor în text (pentru tipărire) se marchează pe marginea din stînga a hîrtiei, prin scrierea numărului de ordine al acestora. Referirile bibliografice se fac în paranteze drepte, în ordinea apariției în text. Macheta sistematizării textului de bază este următoarea: Introducere; 1. Capitol; 2. Capitol, ..., n. Concluzii; Anexe; Bibliografie.
- Bibliografia — pe pagină separată, dactilografată la două rînduri, cu numerotare în ordinea referiri în text și cu respectarea formatului de mai jos (exemple pentru articol de revistă, carte și teză de doctorat).
 - [1] Vladimirescu, A. Calculator Aided Design of MOS Integrated Circuits. În: IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-10, nr. 3, 1975, p. 151—160.
 - [2] Bulucea, C., Vais, M. și Profeta, H. Circuite integrate liniare. București, Editura tehnică, 1976.
 - [3] Rusu, A. Teză de doctorat, Institutul politehnic-București, 1975.
- Legende la figuri — pe pagină, separată dactilografată la două rînduri.

Figurile lucrării, în număr de maximum 10 bucăți, la maximum de pagini text, se desenează și se scriu în tuș, pe calc, cu respectarea STAS-urilor în vigoare. Redacția revistei nu mai face nici o prelucrare a desenelor originale, ele fiind reproduse fotografic, cu coeficienți de reducere între 0,4 și 0,8. Autorii sînt rugați să țină seama de această reducere la confecționarea desenului original, care nu trebuie să depășească însă formatul A4; în mod special se atrage atenția asupra scrisului pe figuri care, pentru cea mai bună prezentare a lucrării, se așteaptă să fie făcut cu șablonul de 3,5 mm (corespunzător coeficientului de reducere 0,4). Imprimările de calculator și fotografiile (oscilogramе, microfotografii etc.) trebuie să fie de mare claritate și contrast, ele urmînd a fi prelucrate fără rețușare în tipografie.



Autorii sînt rugați să acorde o atenție deosebită clarității întregii lucrări. Ei trebuie să aibă tot timpul în minte faptul că dificultățile subiectului tratat îi pun probleme, oricum, cititorului, astfel că este de datoria lor să nu îi solicite acestuia efort suplimentar pentru descifrarea unei lucrări greoaie sau confuze etc.

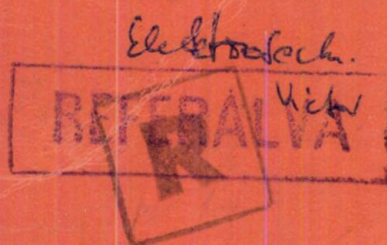
Indicativ redacțional

Revista „**ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA**” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini, apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcându-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decât abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „**INFORMAȚIA**”, București, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 2718. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — **ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA** se pot adresa Întreprinderii „**ILEXIM**” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex. 01.12.26.



E2040



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 25 NR. 2 • Iunie 1981

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

C U P R I N S

CZ 621.385 :621.356

CAPACITOR MOS
DOPAT CU AUR

Sachelarie, D., Sachelarie, M.: Metoda sarcinii trunchiate în analiza de înaltă frecvență a capacitorului MOS dopat cu aur.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, iunie 1981, p. 43

Metoda sarcinii trunchiate este folosită la modelarea pe calculator a capacitorului MOS dopat cu aur.

CZ 621.3.032.43 :621.313.047.2

TRANZISTOARE DE IF
CAPACITATE COLECTOR-EMITOR

Oanea, A., Sdrulla, D., Mihnea, A.: Constanta de timp $r_{bb'}$, $C_{b'e}$ a tranzistoarelor de înaltă frecvență.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, iunie 1981, p. 47

În lucrare se demonstrează că, dacă în schema Giacoletto se introduce și capacitatea parazită colector-emitor, expresia parametrului h_{12b} devine $\omega(r_{bb'}C_{b'e} + C_{ce})$, în loc de $\omega r_{bb'}C_{b'e}$.

CZ 537.521.6

JONCTIUNI PLANE CU SILICIU
TENSIUNI DE STRĂPUNGERE

Mănduțeanu, V. G.: Diferențe între joncțiuni plane p^+n și n^+p cu siliciu. Partea I-I. Tensiuni de străpungere.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, iunie 1981, p. 52

În articol se face o comparație între tensiunile de străpungere pentru joncțiuni complementare p^+n și n^+p . Rezultatele arată că în cazul joncțiunilor n^+p tensiunea de străpungere este mai mare decât în cazul joncțiunilor p^+n cu până la 6 %.

CZ 621.396.72

AMPLIFICATOR R.F.
ADAPTARE DE IMPEDANȚE

Muntean, V., Fulea, M.: Amplificator de radiofrecvență de bandă largă.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, iunie 1981, p. 53

Se prezintă un studiu al amplificatorului de radiofrecvență de bandă largă, diagrame pentru calculul elementelor amplificatorului, precum și verificarea practică experimentală pe un exemplu calculat.

CZ 621.382

TESTARE PE PLACHETĂ
PROGRAMARE
CONFIGURAȚII DE MĂSURĂ

Popescu, O., Bușe, M., Popescu, V.: Automat pentru testarea pe plachetă a diodelor și tranzistoarelor.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, iunie 1981, p. 57

Lucrarea prezintă principiul de funcționare, schema-bloc generată, schemele electronice și funcționarea principalelor blocuri componente ale automatelor pentru testarea pe plachetă a diodelor și tranzistoarelor realizate la I.C.C.E.

CZ 621.317.799 :621.382

CIRCUITE INTEGRATE
TESTOR PENTRU PLĂCI LOGICE

Lambrache, V., Nisipeanu, N.: Dispozitiv pentru testarea plăcilor logice.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, iunie 1981, p. 63

Materialul face cunoscută realizarea unui testor bazat pe analiza modelelor statice care detectează plăcile eronate și

localizează parțial defectele pe placă. Modelele statice sînt prelucrate la nivelul pinilor de intrare și ieșire ai plăcii, care sînt compatibili TTL.

CZ 681.326 :621.317.6

MICROPROCESOR
ECHIPAMENT PERIFERIC
SISTEM DE OPERARE

Oteșleanu, M., Jiveș, I.: Microsistem pentru dezvoltare realizat cu microprocesorul 8080 și periferice.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, iunie 1981, p. 67

Se prezintă un microcalculator 8080 cu memorie mică legat de teletype perforator de bandă de hirtie FACITDE 1500 și dispozitiv de afișare video cu claviatură DAV 100. Programul prezentat asigură realizarea de către microcalculator și periferice a unor funcții simple (înscrisere în memorie, perforare de bandă de hirtie, afișarea sau tipărirea conținutului de memorie, rularea și testarea stării microprocesorului).

CZ 621.391.81
621.519.24SEMNAL PERTURBAT DE ZGOMOT
MEDIATOR STATISTIC

Tudor, V.: Un mediator statistic.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, iunie 1981, p. 71

În articol se analizează un mediator statistic realizat de autor, care permite recuperarea semnalelor periodice înecate în zgomot, cînd există un semnal sincron cu acestea, pe baza medierii ponderate exponențial a eșantioanelor.

CZ 621.317 :621.38

MICROSISTEM
CALCULATOR DE BIROU
PERIFERIC DE EXTRAGERE A DATELOR

Petriu, E., Vasilescu, I.: Conectarea unui calculator de birou ca periferic de extragere a datelor dintr-un sistem microprocesor.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, iunie 1981, p. 78

Lucrarea prezintă o modalitate de conectare într-un sistem cu microprocesor a calculatorului de birou cu imprimantă FELIX CE-129 T produs în România. Calculatorul de birou este folosit ca periferic de extragere a datelor din sistemul cu microprocesor.

CZ 621.3.032.43

SISTEME AUTOMATE NELINIARE
SERVOSISTEM DE ROLE DIGITAL

Ciureanu, P.: Servosistem digital bipozițional tip releu.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, iunie 1981, p. 81

Servosistemul de role al unității de bandă magnetică conține o neliniaritate tip releu. Mărirea la intrarea releului se determină prin idealizarea răspunsului motorului de rolă și prin calculul ecuațiilor deplasării buclei în coloana cu vacuum. Se obține o mărime la intrarea sinusoidală, utilizată pentru calculul funcției de descriere a releului și se propune un criteriu de stabilitate.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. S. CALIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGANESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HANGĂNUȚ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LAZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SÎRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК CZ 621.385 :621.356

КОНДЕНСАТОР MOS ПРИСАДКА ЗОЛОТА

Сакеларие, Д., Сакеларие, М.: Метод нагрузки меж-
станционной соединительной линии в высокочастот-
ном анализе конденсатора MOS с присадкой золота.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 2, июнь 1981, стр. 43

Метод нагрузки межстанционной соединительной
линии используется при моделировании с помощью
ЭВМ конденсатора MOS с присадкой золота.

УДК 621.3.032.43 :621.313.047.2

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТРАНЗИС- ТОРЫ ЕМКОСТЬ КОЛЛЕКТОР-ЭМИТ- ТЕР

Оаня, А., Сдрулла, Д., Михия, А.: Постоянная вре-
мени $\tau_{bb'C_{b'e}}$ высокочастотных транзисторов.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 2, июнь 1981, стр. 47

В работе показывается, что в случае, если в схему
Джиаколетто будет введена паразитная ёмкость кол-
лектор-эмиттер, выражение параметра h_{12b} станет
 $\omega(\tau_{bb'C_{b'e}} + C_{ce})$ в место $\omega \tau_{bb'C_{b'e}}$.

УДК 537.521.6

ПЛОСКИЕ СОЕДИНЕНИЯ НА ОСНОВЕ КРЕМНИЯ ПРОБИВНЫЕ НАПРЯЖЕНИЯ

Мындуцеану, В. Г.: Различия между плоскими соеди-
нениями p^+n и n^+p на основе кремния. Часть I-я.
Пробивные напряжения.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 2, июнь 1981, стр. 52

В статье делается сравнение между пробивными
напряжениями для дополнительных соединений p^+n
и n^+p . Результаты показывают, что в случае соеди-
нений n^+p пробивное напряжение является больше,
чем в случае соединений p^+n на почти 6%.

УДК 621.396.72

УСИЛИТЕЛЬ РАДИОЧАСТОТ АДАПТАЦИЯ ИМПЕДАНСА

Мунтян, В., Фуля, М.: Усилитель радиочастот
широкой полосы.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 2, июнь 1981, стр. 53

Представляется исследование высокочастотного уси-
лителя широкой полосы, диаграммы для расчета эле-
ментов усилителя, а также практическая эксперимен-
тальная проверка рассчитанного примера.

УДК 621.382

ПРОВЕРКА НА ПЛАТЕ ПРОГРАММИРОВАНИЕ КОНФИГУРАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЯ

Попеску, О., Буше, М., Попеску, В.: Автомат для
проверки на плате диодов и транзисторов.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 2, июнь 1981, стр. 57

Работа представляет принцип функционирования,
генерированную схему-блок, электронные схемы и
функционирование главных составляющих блоков ав-
томатов для проверки на плате диодов и транзисторов
созданных в И. К. К. Е.

УДК 621.317.799 :621.382

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ТЕСТЕР ДЛЯ ЛОГИЧЕСКОЙ ПЛАТЫ

Ламбраке, В., Нисияну, Н.: Приспособление для
проверки логических плат.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 2, июнь 1981, стр. 63

Материал ознакамливает с осуществлением тестера,
основанного на анализе статических моделей, который

обнаруживает дефектные платы и частично локализует
дефекты на плате. Статические модели обработаны
на уровне штырей на входе и выходе платы, которые
совместимы TTL.

УДК 681.326

МИКРОКАЛЬКУЛЯТОР ПЕРИФЕРИЙНОЕ УСТРОЙСТВО ОПЕРАЦИОННАЯ СИСТЕМА

Отештану, М., Живец, И.: Микросистема развития,
осуществленная микрокалькулятором 8080 и пери-
ферийными устройствами.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 2, июнь 1981, стр. 67

Представляется микро — ЭВМ 8080 с малой памятью
соединенный с телетайпом-перфоратором бумажной
ленты FACITDE 1500 и устройством видеоафи-
ширования с клавиатурой DAV 100. Представленная
программа обеспечивает осуществление микро ЭВМ и
периферийными устройствами простых операций (вве-
дение в память, перфорация бумажных лент, афиши-
рование или печатание данных памяти, прокручивание
и проверка состояния микрокалькулятора).

УДК 621.391.81
621.519.24

СИГНАЛ ВОЗМУЩЕННЫЙ ШУ- МОМ СТАТИСТИЧЕСКИЙ ПОСРЕДНИК

Тудор, В.: Статистический посредник.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 2, июнь 1981, стр. 71

В статье анализируется статистический посредник,
созданный автором, который позволяет восстановление
периодических сигналов, утонувших в шуме, когда
существует подобный синхронный сигнал, на основе
экспоненциального среднего взвешивания образцов.

УДК 621.317 :621.38

МИКРОСИСТЕМА НАСТОЛЬНЫЙ КАЛЬКУЛЯТОР ПЕРИФЕРИЙНОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ДАННЫХ

Петриу, Е., Василеску, И.: Включения настольного
калькулятора как периферийного устройства для из-
влечения данных в систему микро-ЭВМ.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 2, июнь 1981, стр. 78

Работа представляет собой включения в систему
микро-ЭВМ настольного калькулятора с печатающим
устройством FELIX CE 129 T, производимым в
Румынии. Настольный калькулятор используется как
периферийное устройство для извлечения данных в
системе микро-ЭВМ.

УДК 621.3.032.43

АВТОМАТИЧЕСКИЕ НЕЛИНЕЙ- НЫЕ СИСТЕМЫ ДИГИТАЛЬНАЯ СЕРВОСИСТЕМА

Чурану, П.: Дигитальная двупозиционная сервосис-
тема типа реле.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 2, июнь 1981, стр. 81

Сервосистема роликов блока магнитной ленты со-
держит нелинейность типа реле. Величина на входе
реле определяется идеализацией ответа двигателя
ролика и путем вычисления уравнений перемещения
контура в колонне с вакуумом. Получается синусои-
дальная величина на входе, используемая для расчета
функции описания реле и предлагается критерий
стабильности.

I N H A L T

DK 621.385 :621.356

MOS KONDENSATOR GOLDDOTIERUNG

Sachelarie, D., Sachelarie, M. : Methode der zerstückelten Last bei der Hochfrequenzanalyse des MOS-Kondensators mit Golddotierung.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 2, Juni 1981, S. 43

Die Methode der zerstückelten Last wird bei der Rechnermodulierung des MOS-Kondensators mit Goldmodulierung verwendet.

DK 621.3.032.43 :621.313.047.2

HOCHFREQUENZTRANSISTOR KOLLEKTOR-EMITTER-KAPAZITÄT

Oanea, A., Sdrulla, D., Mihnea, A. : Zeitkonstante $r_{bb'}/C_{b'e}$ der Hochfrequenztransistoren.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 2, Juni 1981, S. 47

In der Arbeit wird bewiesen, dass, falls in die Giacoletto-Schaltung auch die Kollektor-Emitter-Störkapazität eingeführt wird, der Ausdruck des Parameters h_{12b} zu $\omega (r_{bb'}/C_{b'e} + C_{ce})$, anstatt $\omega r_{bb'}/C_{b'e}$ wird.

DK 537.521.6

SILIZIUMFLACHÜBERGÄNGE DURCHSCHLAGSSPANNUNG

Mănduțeanu, V. G. : Unterschiede zwischen den p^+n und n^+p Siliziumflachübergängen. Teil I-i. Durchschlagsspannungen.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 2, Juni 1981, S. 52

Im Artikel werden die Durchschlagsspannungen für komplementäre p^+n und n^+p Übergänge verglichen. Die Ergebnisse zeigen, dass die Durchschlagsspannung im Falle der n^+p Übergänge bis zu 6 % höher ist als im Falle der p^+n Übergänge.

DK 621.396.72

RADIOFREQUENZVERSTÄRKER IMPEDANZANPASSUNG

Muntean, V., Fulea, M. : Breitband-Radiofrequenzverstärker.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 2, Juni 1981, S. 53

Es werden ein Studium des Breitband-Radiofrequenzverstärkers, Diagramme zur Berechnung der Verstärkerelemente sowie die praktische experimentelle Prüfung an einem berechneten Beispiel vorgestellt.

DK 621.382

PRÜFUNG AUF DER UNTERLAGE PROGRAMMIERUNG MESSANORDNUNG

Popescu, O., Bușe, M., Popescu, V. : Automat zum Prüfen der Dioden und der Transistoren auf der Unterlage.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 2, Juni 1981, S. 57

In der Arbeit werden das Funktionsprinzip, das Blockschaltbild, die elektronischen Schaltungen und der Betrieb der Hauptblöcke der Automaten zur Prüfung der im ICPE hergestellten Dioden und Transistoren auf der Unterlage vorgestellt.

DK 621.317.799 :621.382

INTEGRIERTE SCHALTUNGEN TESTER FÜR LOGISCHE PLATTEN

Lambrache, V., Nisipeanu, N. : Anordnung zum Testen logischer Platten.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 2, Juni 1981, S. 63

Die Arbeit beschreibt die Entwicklung eines Testers, der sich auf die Analyse der statischen Modelle, die die fehler-

haften Platten erkennen und die Fehler teilweise auf der Platte orten, stützt. Die statischen Modelle werden auf der Ebene der Eingangs- und Ausgangskon-taktstifte, die mit der TTL-Technik vereinbar sind, bearbeitet.

DK 681.326 :621.317.5

MIKROPROZESSOR PERIPHERE EINHEIT OPERATIONSSYSTEM

Oleșteanu, M., Jiveș, I. : Entwicklungsmikrosystem mit Mikroprozessor 8080 und Peripheriegeräte.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 2, Juni 1981, S. 67

Es wird ein Mikrorechner 8080 mit kleinem Speicher, der an einen Teletype — Papierstreifenlocher FACITDE 1500 und an ein Sichtgerät mit DAV 100 — Tastatur angeschlossen ist, vorgestellt. Das vorgestellte Programm sichert die Ausführung einiger einfacher Funktionen (Speichereingabe, Papierstreifenlocher, Anzeigen oder Drucken des Speicherinhaltes, Ablaufen und Prüfen des Mikroprozessorzustandes) mittels des Mikrorechners und der Peripheriegeräte.

DK 621.391.81

DURCH GERÄUSCH GESTORTES SIGNAL STATISTISCHER MEDIATOR

Tudor, V. : Ein statistischer Mediator.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 2, Juni 1981, S. 71

Im Artikel wird ein vom Hersteller verwirklichter statistischer Mediator analysiert, der die Rückgewinnung von periodischen, durch Geräusch überdeckte Signale auf der Basis des exponentiell gemässigten Mediierens der Prüflinge gestattet, wenn ein mit diesem synchrones Signal vorhanden ist.

DK 621.317 :621.38

MIKROSYSTEM TISCHRECHNER DATENAUSGABE-PERIPHERIEGERÄT

Petriu, E., Vasilescu, I. : Der Anschluss eines Tischrechners als Datenausgabe-Peripheriegerät an ein Mikroprozessorsystem.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 2, Juni 1981, S. 78

Die Arbeit stellt die Anschlussmodalität eines Tischrechners mit einem in Rumänien hergestellten Drucker FELIX CE-129 T an ein Mikroprozessorsystem vor. Der Tischrechner wird als Datenausgabe-Peripheriegerät im Mikroprozessorsystem verwendet.

DK 621.3.032.43

NICHTLINEARE AUTOMATISCHE SYSTEME DIGITALES SERVOSYSTEM

Ciureanu, P. : Digitales Zweistellen-Servosystem Typ Relais.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 2, Juni 1981, S. 81

Das Rollenservosystem der Magnetbandeinheit enthält eine Nonlinearität Typ Relais. Die Grösse am Eingang des Relais wird durch die Idealisierung der Antwort des Rollenservos und durch die Berechnung der Bewegungsgleichung der Schleife der Vakuumsäule bestimmt. Man erhält eine sinusförmige Eingangsrösse, die bei der Berechnung der Beschreibungsfunktion des Relais verwendet wird, und schlägt ein Stabilitätskriterium vor.

CONTENTS

DC 621.385 :621.356

MOS CAPACITOR GOLD DOPING

Sachelarie, D., Sachelarie, M. : Truncated load method for high frequency analysis of gold doped MOS capacitors.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 2, Juni 1981, S. 43

The truncated load method is used for computer modelling the gold doped MOS capacitor.

DC 621.3.032.43 :621.313.047

HIGH FREQUENCY TRANSISTORS COLLECTOR-EMITTER CAPACITY

Oanea, A., Sdrulla, D., Mihnea, A. : High frequency transistor time constant $r_{bb'}C_{b'e'}$.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, June 1981, p. 47

The paper shows that if the collector-emitter capacity is also introduced into the Giacoleto circuit, the expression for the parameter h_{12b} becomes $\omega(r_{bb'}C_{b'e'} + C_{ce})$, instead of $\omega r_{bb'}C_{b'e'}$.

DC 537.521.6

SILICON FLAT JUNCTIONS BREAKDOWN VOLTAGES

Mândușeanu, V.G. : Differences between p^+n and n^+p silicon flat junctions. Part 1. Breakdown voltages.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, June 1981 p. 52

A comparison is made between the breakdown voltages for the complementary function p^+n and n^+p . The results show that for n^+p junctions, the breakdown voltage is up to 6 per cent higher than that for the p^+n junctions.

DC 621.396.72

RF AMPLIFIER IMPEDANCE ADAPTING

Muntean, V., Fulea, M. : Wide band radiofrequency amplifier.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, June 1981, p. 53

A study on a wide band radio frequency amplifier, the diagrams for computing the amplifier elements, and an experimental checking of the study by a computation example, are presented.

DC 621.382

WAFER TESTING PROGRAMMING MEASURE CONFIGURATIONS

Popescu, O., Bușe, M., Popescu, V. : Automatic device for wafer testing the diodes and transistors.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, June 1981, p. 57

The paper deals with the operating principle, general block-diagram, electronic circuits and the operation of the main component blocks of the automatic device for wafer testing the diodes and transistors made by I.C.P.E.

DC 621.317.799 :621.382

INTEGRATED CIRCUITS TESTER FOR LOGICAL PLATES

Lambrache, V., Nisipeanu, N. : A device for logical plates testing.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, June 1981, p. 63

The paper reports the development of a tester based on the static models analysis, which detects the wrong plates and

partially locates the plate faults. The static models are processed at the plate input and output pins, compatible with TTL.

DC 681.326

MICROPROCESSOR PERIPHERAL EQUIPMENT OPERATING SYSTEM

Oteșteanu, M., Jiveș, I. : A development microsystem achieved with a 8080 microprocessor and peripherals.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, June 1981, p. 67

A small memory 8080 microcomputer connected to a FACITDE 1500 paper-tape puncher teletype and a video-display device provided with a DAV 100 keyboard, is described. The program presented allows the microcomputer and peripherals to perform certain simple operations (memory recording, paper tape punching, displaying or printing the data stored in the memory, running and testing the microprocessor state).

DC 621.391.81
621.519.24

NOISE DISTURBED SIGNAL STATISTIC MEDIATOR

Tudor, V. : A statistic mediator.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, June 1981, p. 71

A statistic mediator developed by the author is analysed, which allows the noise-disturbed periodical signals to be recovered, when there exists a signal synchronous to them, on the basis of exponentially weighted mean of the samples.

DC 621.317 :621.38

MICROSYSTEM DESK COMPUTER DATA RETRIEVAL PERIPHERAL

Petriu, E., Vasilescu, I. : The connection of a desk computer used as a data retrieval peripheral of a microprocessor system.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, June 1981, p. 78

The paper deals with a method for connecting a desk computer provided with a FELIX CE-129T printer made in Romania, to a microprocessor system. The desk computer is used as a data retrieval peripheral of the microprocessor system.

DC 621.3.032.43

NON-LINEAR AUTOMATIC SYSTEMS DIGITAL SERVOSYSTEM

Giureanu, P. : A relay — type bi-positional digital servosystem.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, June 1981, p. 81

The roller servosystem of the magnetic tape unit contains a relay-type nonlinearity. The relay input quantity is determined by idealizing the roller motor response, as well as by solving the equations for the loop shift through the vacuum column. A sinusoidal input value is obtained, used for calculating the relay description function, and a stability criterion is suggested.

SOMMAIRE

CD 621.385 :621.356

CONDENSATEUR MOS DOPAGE À OR

Sachelarie, D., Sachelarie, M. : Méthode de la troncature de la charge dans l'analyse de haute fréquence du condensateur MOS dopé à or.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, juin 1981, p. 43

La méthode de la troncature de la charge est employée à la modélisation à l'aide du calculateur du condensateur MOS dopé à or.

CD 621.3.032.43 :621.313.047.2

TRANSISTORS DE HAUTE FRÉQUENCE CAPACITÉ COLLECTEUR — ÉMETTEUR

Oanea, A., Sdrulla, D., Mihnea, A. : Constante de temps $r_{bb'}$, $C_{b'e}$, des transistors de haute fréquence.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, juin 1981, p. 47

On y démontre que, si dans le schéma Giacoletto on introduit la capacité parasite collecteur-émetteur, l'expression du paramètre h_{12b} devient $\omega(r_{bb'}C_{b'e} + C_{ce})$, au lieu de $\omega r_{bb'} C_{b'e}$.

CD 537.521.6

JONCTIONS PLANAIRES À SILICIUM TENSIONS DE CLAQUAGE

Mănduțeanu, V. G. : Différences entre les jonctions planaires p^+n et n^+p à silicium. 1ère partie. Tensions de claquage.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, juin 1981, p. 52

Dans cet article on établit une comparaison entre les tensions de claquage pour les jonctions complémentaires p^+n et n^+p . Les résultats montrent que dans le cas des jonctions n^+p la tension de claquage est plus grande que dans le cas des jonctions p^+n de jusqu'à 6 %.

CD 621.396.72

AMPLIFICATEUR RF ADAPTATION D'IMPÉDANCES

Muntean, V., Fulea, M. : Amplificateur de radiofréquence à large bande.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, juin 1981, p. 53

On y présente une étude de l'amplification de radiofréquence à large bande, des diagrammes pour calculer les éléments de l'amplificateur ainsi que la vérification pratique expérimentale utilisant un exemple calculé.

CD 621.382

ESSAI SUR PLAQUETTE PROGRAMMATION CONFIGURATIONS DE MESURE

Popescu, O., Bușe, M., Popescu, V. : Automate pour essayer sur plaquette les diodes et les transistors.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, juin 1981, p. 57

L'ouvrage présente le principe de fonctionnement, le schéma-bloc général, les schémas électroniques et le fonctionnement des principaux blocs composants des automates pour essayer sur plaquette les diodes et les transistors réalisés en I.C.C.E.

CD 621.317.799 :621.382

CIRCUITS INTÉGRÉS DISPOSITIF POUR L'ESSAI DES PLAQUES LOGIQUES

Lambrache, V., Nisipeanu, N. : Dispositif d'essai plaques logiques.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, juin 1981, p. 63

L'ouvrage présente la réalisation d'un dispositif d'essai à l'aide duquel on analyse les modèles statiques, on détecte les plaques défectueuses et l'on localise partiellement les défauts

sur la plaque. Les modèles statiques sont traités au niveau des broches d'entrée et de sortie de la plaque qui sont compatibles TTL.

CD 681.326 :621.317.6

MICROPROCESSEUR ÉQUIPEMENT PÉRIPHÉRIQUE SYSTÈME D'OPÉRATION

Oteșteanu, M., Jiveț, I. : Microsystème de développement réalisé au moyen du microprocesseur 8080 et des périphériques.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, juin 1981, p. 67

On y décrit le microcalculateur 8080 à micromémoire lié à un télétype perforateur de bande en papier FACITDE 1500 et à un dispositif d'affichage vidéo à clavier DAV 100. Le programme présenté assure la réalisation au moyen du microcalculateur et des périphériques de fonctions simples (stockage dans la mémoire, perforation de bande en papier, affichage du contenu de la mémoire, passage et essai de l'état du microprocesseur).

CD 621.391.81.
621.519.24.

SIGNAL PERTURBÉ PAR LE BRUIT MÉDIATEUR STATISTIQUE

Tudor, V. : Un médiateur statistique.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, juin 1981, p. 71

Dans l'article on présente un médiateur statistique réalisé par l'auteur qui permet la récupération des signaux périodiques perturbés par le bruit, lorsqu'il y a un signal synchronisé à ceux-ci, ayant à la base la médiation pondérée exponentiellement des échantillons.

CD 621.317 :621.38

MICROSISTÈME CALCULATEUR DE BUREAU PÉRIPHÉRIQUE POUR EXTRAIRE LES DONNÉES

Petriu, E., Vasilescu, I. : Connexion d'un calculateur de bureau comme périphérique d'extraction des données d'un système microprocesseur.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, juin 1981, p. 78

L'ouvrage présente une modalité de connexion dans un système à microprocesseur du calculateur de bureau à imprimante FELIX CE-129 T réalisé en Roumanie. Le calculateur de bureau est utilisé comme périphérique pour extraire les données du système à microprocesseur.

CD 621.3.032.43

PÉRIPHÉRIQUE POUR EXTRAIRE LE DONNÉES SYSTÈMES AUTOMATIQUES NON-LI- NÉAIRES SERVOSYSTÈME LINÉAIRE

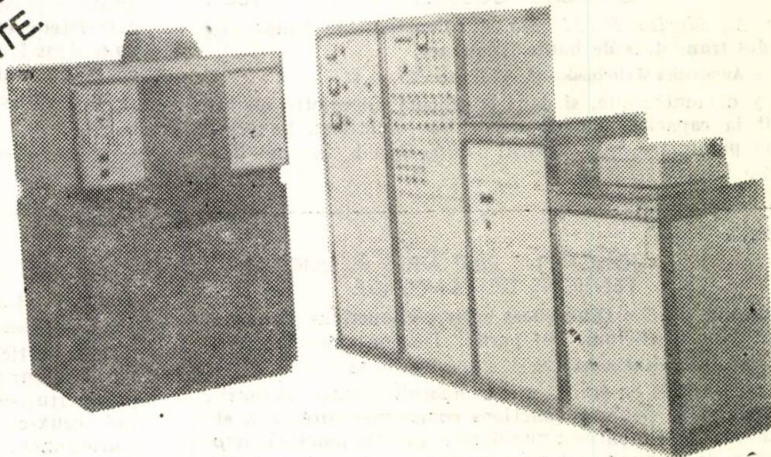
Giureanu, P. : Servosystème digital bipositionnel type relais.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 2, juin 1981, p. 81

Le servosystème de roueaux de l'unité à bande magnétique comprend une non-linéarité de type relais. La grandeur à l'entrée du relais est déterminée par l'idéalisation de la réponse du moteur de roueau et par le calcul des équations du déplacement de la boucle dans la colonne à vide. On obtient une grandeur à l'entrée sinusoïdale, utilisée pour le calcul de la fonction de description du relais et l'on propose un critère de stabilité.

SPECTOMETRU multicanal cu raze X

PENTRU ANALIZA AUTOMATĂ RAPIDĂ
A DIFERITELOR MATERIALE
MULTICOMPONENTE.



SRM-18

utilizat în metalurgia feroasă și neferoasă,
industria chimică, laboratoarele de cercetări.

SRM-20

utilizat în metalurgia neferoasă, industria
chimică, industria cimentului.

Principalele caracteristici tehnice:

Elementele analizate

Numărul maxim de elemente analizate
o dată

Gama de concentrații analizate, în %

SRM-18

Mg(12) — U(92)

12

0,001 la 100

SRM-20

Mg(92) — Zn(30)

8

0,001 la 100



Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34, Smolenskaya—Sennaya
121200 Moscova, URSS

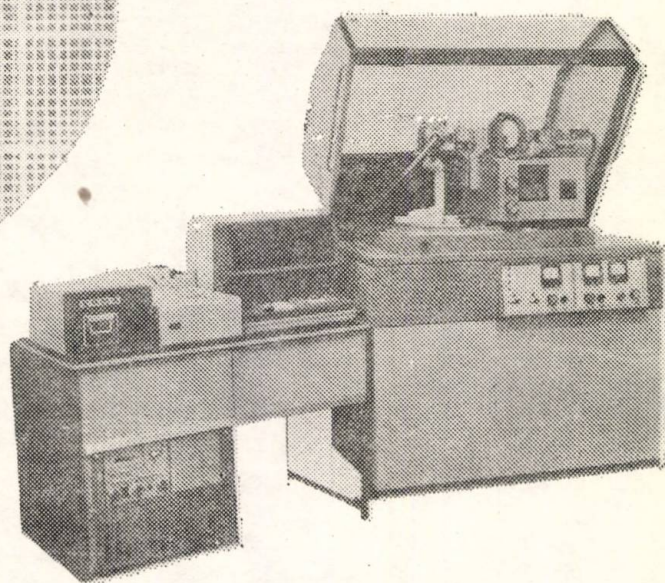
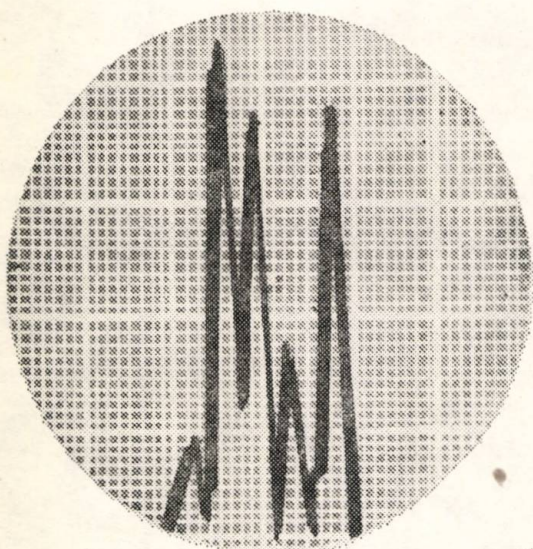
Telefon: 244—32—85
Telex: 411328 TSE SU

PUBLICOM

Difractometre universale DRON—3

și **DRON—UM1**

*pentru o vastă gamă de
analize cu raze X a di-
feritelor materiale.*



**Aceste aparate se remarcă prin înaltă precizie
de măsurare a unghiurilor de difracție.**

Spre deosebire de DRON—3
difractometrul DRON — UM1

este o instalație automatizată,
comandată printr-un ansamblu
de calcul:

ISKRA

Principalele caracteristici tehnice:

Eroarea de măsură a unghiurilor
de difracție, grade... $\pm 0,005$.

Eroarea dată de instrumente
la măsurarea vitezei de înregistrare
a impulsurilor, %... max 0,5.

Pentru orice relații adresați-vă la:

 **Techsnabexport**
USSR MOSCOW

PUBLICOM

32/34, Smolenskaya—Sennaya
121200 Moscova, URSS

Tel. 244—32—85
Telex: 411328 TSE SU

Dictionnaire universel

ORON-3

ORON-UMT

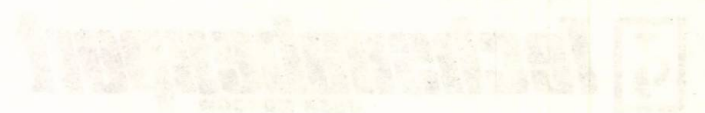
pour la partie de la
machine à la 11-
feuille de papier.



Les données de la machine à la 11-
feuille de papier sont les suivantes :
la machine à la 11-
feuille de papier.

ISKIA

Les données de la machine à la 11-
feuille de papier sont les suivantes :
la machine à la 11-
feuille de papier.



Les données de la machine à la 11-
feuille de papier sont les suivantes :
la machine à la 11-
feuille de papier.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI

Automatica nr. 2

CZ 621.385 :621.356

CAPACITOR MOS
DOPARE CU AUR

Metoda sarcinii trunchiate în analiza de înaltă frecvență a capacitorului MOS dopat cu aur

DAN SACHELARIE și MARIANA SACHELARIE* — București

Concentrația atomilor de aur acceptori, donori și respectiv neutri din siliciu este dată de [1]:

$$\begin{aligned} N_{Au}^a &= \\ &= N_{Au} \frac{\exp[U_A(x) - U_F]}{1 + \exp[U_A(x) - U_F] + \exp[-U_D(x) + U_F]}, \\ N_{Au}^d &= \\ &= N_{Au} \frac{\exp[-U_D(x) + U_F]}{1 + \exp[U_A(x) - U_F] + \exp[-U_D(x) + U_F]}, \\ N_{Au}^n &= \\ &= N_{Au} \frac{1}{1 + \exp[U_A(x) - U_F] + \exp[-U_D(x) + U_F]}, \end{aligned} \quad (1)$$

unde:

$$U_A(x) = U(x) + U_A, \quad (2)$$

$$U_D(x) = U(x) + U_D.$$

U este potențialul electrostatic, iar U_A și U_D sint nivelele energetice ale aurului.

Valoarea nivelului Fermi poate fi determinată din condiția de neutralitate a sarcinii din volumul siliciului:

$$p - n + N_D - N_A + N_{Au}^d - N_{Au}^a = 0, \quad (3)$$

* CCSITS (ICCE) — București.

relație ce se poate scrie:

$$\begin{aligned} 2\text{sh}(U_F) + \frac{N_D - N_A}{n_i} - \\ - \frac{N_{Au}}{n_i} \cdot \frac{\exp(U_A - U_F) - \exp(-U_D + U_F)}{1 + \exp(U_A - U_F) + \exp(-U_D + U_F)} = 0. \end{aligned} \quad (4)$$

S-a avut în vedere că în volum $U = 0$.

Cu ajutorul ecuației (4) s-a trasat (figura 1) variația nivelului Fermi pentru siliciu N și P de concentrații 10^{14} , 10^{15} , 10^{16} , 10^{17} cm^{-3} , pentru concentrații de aur în domeniul $10^{13} \div 10^{17}$ cm^{-3} . Se observă că pentru $N_{Au} \approx N_D$ siliciul N devine intrinsec. La concentrații mai mari de aur, siliciul N devine P . Siliciul P suferă, la rîndul lui, un efect de compensare, dar nu își schimbă tipul de conductivitate.

La concentrații de aur mult mai mari decît concentrația inițială de dopare, nivelul Fermi atinge o valoare limită:

$$U_F \text{ limită} = \frac{U_A + U_D}{2}. \quad (5)$$

Starea de sarcină a atomilor de aur (figura 2) depinde de poziția relativă a nivelului Fermi față de cele două nivele energetice. Astfel:

$$N_{Au}^a \approx N_{Au}, \text{ pentru } U_F < U_A,$$

$$N_{Au}^n \approx N_{Au}, \text{ pentru } U_A < U_F < U_D, \quad (6)$$

$$N_{Au}^d \approx N_{Au}, \text{ pentru } U_F > U_D.$$

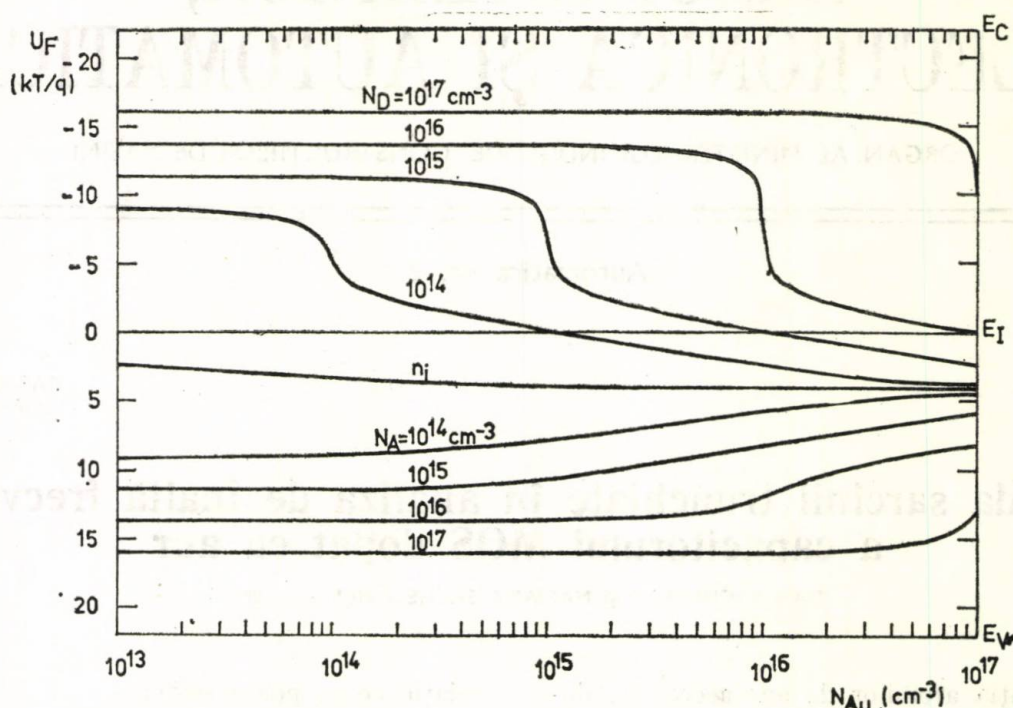


Fig. 1. Variația nivelului Fermi cu concentrația de aur pentru siliciu $N(P)$ cu $N_D(A)$ în domeniul $10^{14} \div 10^{17}$ cm^{-3} .

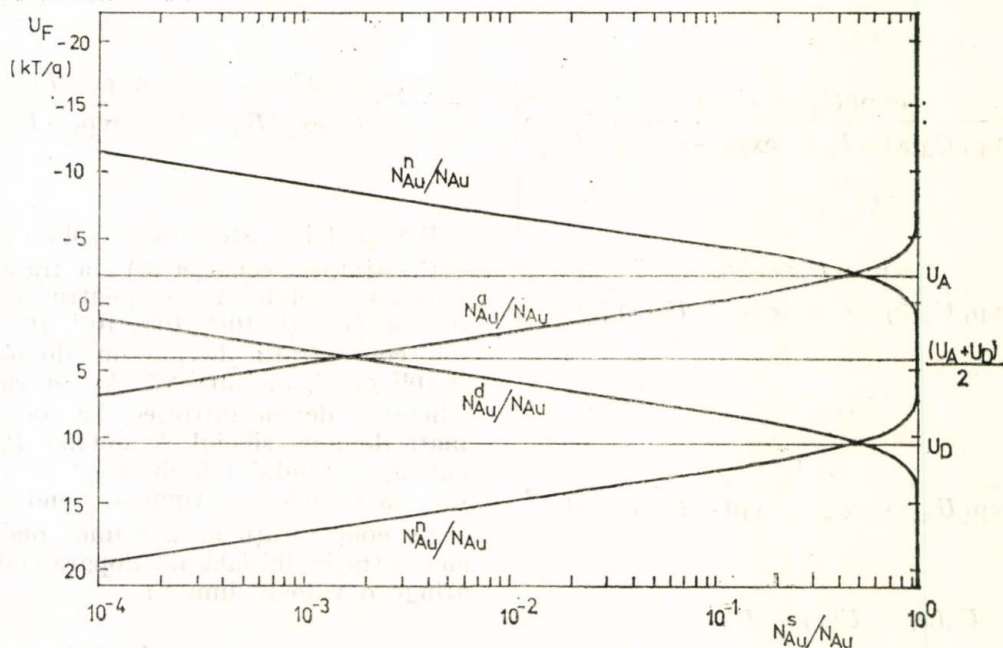


Fig. 2. Starea de sarcină a atomilor de aur în funcție de poziția nivelului Fermi.

Cind nivelul Fermi este egal cu nivelul acceptor :

$$N_{Au}^a = N_{Au}^n = \frac{N_{Au}}{2}, \text{ pentru } U_F = U_A. \quad (7)$$

Cind nivelul Fermi este egal cu nivelul donor :

$$N_{Au}^d = N_{Au}^p = \frac{N_{Au}}{2}, \text{ pentru } U_F = U_D. \quad (8)$$

Aceste observații sînt folosite de metoda sarcinii trunchiate [2], în care se consideră că :

$$\begin{aligned} N_{Au} &= N_{Au}^a, \text{ pentru } U_F \leq U_A, \\ N_{Au} &= N_{Au}^d, \text{ pentru } U_F \geq U_D. \end{aligned} \quad (9)$$

Metoda poate fi folosită în analiza de înaltă frecvență a capacitorului MOS. Astfel, în figura 3 s-a reprezentat, pentru un caz particular,

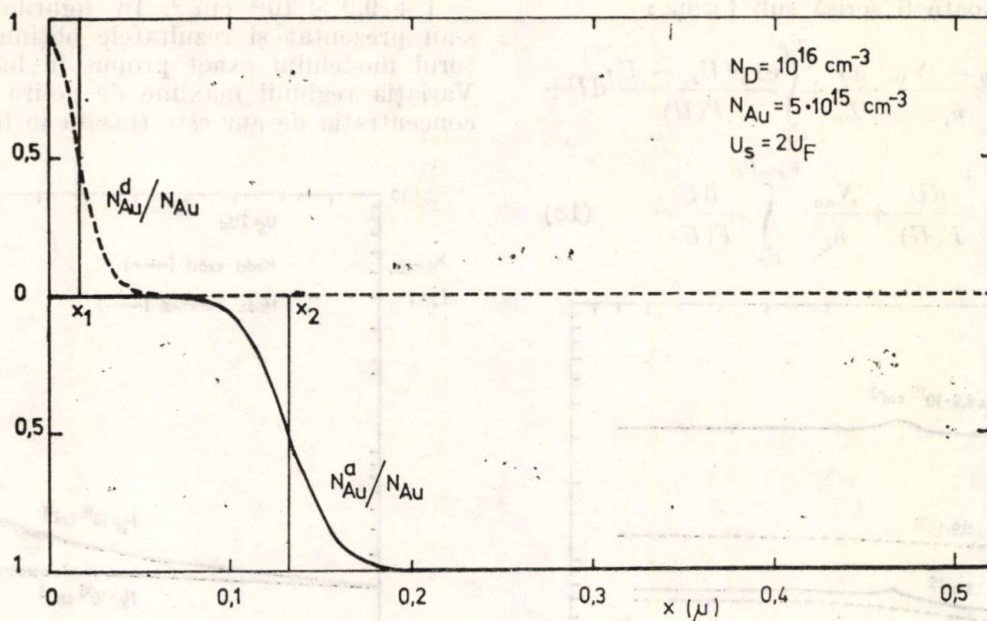


Fig. 3. Distribuția spațială reală (—) și trunchiată (---) a atomilor de aur donori și acceptori din regiunea de la suprafața siliciului la un capacitor MOS-N.

distribuția spațială a atomilor de aur donori și acceptori din regiunea de la suprafața siliciului la un capacitor MOS-N. Această distribuție reală poate fi aproximată de una trunchiată, așa cum s-a indicat prin linia subțire în figura 3. Sarcinile suplimentare Q_{Au}^d și Q_{Au}^a , care apar în relația de definiție a regiunii efective de golire [3]:

$$Q_s = Q_p + q \cdot N_D \cdot x_a - Q_{Au}^d + Q_{Au}^a, \quad (10)$$

devin astfel:

$$Q_{Au}^d = q \cdot \int_0^{x_d} N_{Au}^d(x) dx \approx q \cdot N_{Au} \cdot x_1, \quad (11)$$

și:

$$Q_{Au}^a = q \cdot \int_0^{x_a} N_{Au}^a(x) dx \approx q \cdot N_{Au} (x_a - x_2). \quad (12)$$

În aceste relații x_1 și x_2 reprezintă distanța măsurată de la suprafața semiconductorului, la care nivelul Fermi intersectează nivelul donori și respectiv, pe cel acceptor:

$$x_1 = L_D \cdot \int_{U_S}^{U_F - U_D} \frac{dU}{F(U)}, \quad (13)$$

$$x_2 = L_D \cdot \int_{U_S}^{U_F - U_A} \frac{dU}{F(U)}, \quad (14)$$

unde [4]:

$$F(U) = \left[2\text{ch}(U - U_F) - 2\text{ch}(U_F) - \frac{N_D - N_A}{n_i} \cdot U + \frac{N_{Au}}{n_i} \cdot \ln \frac{1 + \exp(U - U_F + U_A) + \exp(-U + U_F - U_D)}{1 + \exp(-U_F + U_A) + \exp(U_F - U_D)} \right]^{1/2} \quad (15)$$

Ținând seama de faptul că sarcina netă totală din semiconductor este:

$$Q_s = \frac{kT}{q} \cdot \frac{k_s \cdot \epsilon_0}{L_D} \cdot F(U_S), \quad (16)$$

iar valoarea sarcinii purtătorilor minoritari din regiunea de inversie este:

$$Q_p = q \cdot n_i \cdot L_D \cdot \int_{U_S}^{U_F} \frac{\exp(U_F - U)}{F(U)} dU, \quad (17)$$

relația (10) poate fi scrisă sub forma :

$$2F(U_S) = \frac{N_D - N_{Au}}{n_i} \cdot \frac{x_d}{L_D} + \int_{U_S}^{U_F} \frac{\exp(U_F - U)}{F(U)} dU + \\ + \frac{N_{Au}}{n_i} \cdot \int_{U_S}^{U_F - U_A} \frac{dU}{F(U)} + \frac{N_{Au}}{n_i} \cdot \int_{U_S}^{U_F - U_D} \frac{dU}{F(U)}. \quad (18)$$

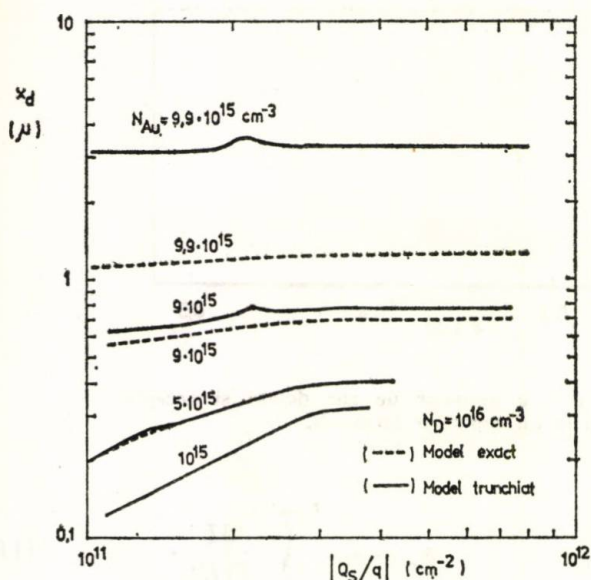


Fig. 4. Mărima regiunii de golire funcție de sarcina netă totală din siliciu, la capacitor MOS-N, calculată cu modelul exact (---) și cu modelul trunchiat (—).

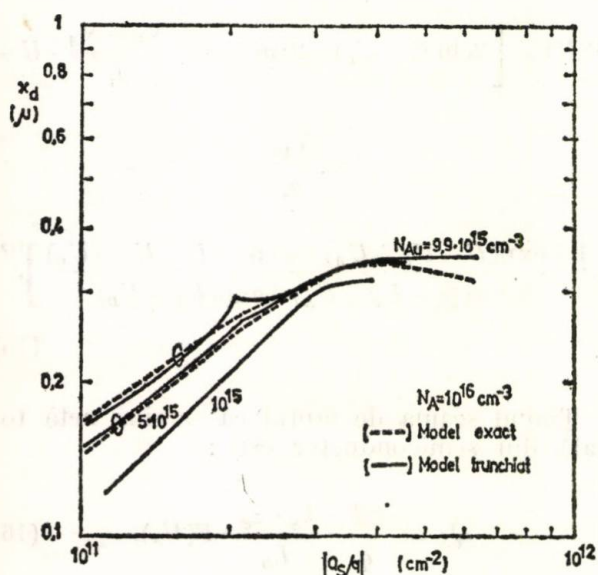


Fig. 5. Mărima regiunii de golire funcție de sarcina netă totală din siliciu, la un capacitor MOS-P, calculată cu modelul exact (---) și cu modelul trunchiat (—).

Cu ajutorul ei s-a calculat mărimea regiunii de golire în cazurile MOS-N, $N_D = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ (figura 4) și MOS-P, $N_A = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ (figura 5) pentru concentrații de aur în domeniul $N_{Au} =$

$= 1 \div 9,9 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. În figurile respective s-au prezentat și rezultatele obținute cu ajutorul modelului exact propus în lucrarea [4]. Variația regiunii maxime de golire funcție de concentrația de aur este trasată în figura 6.

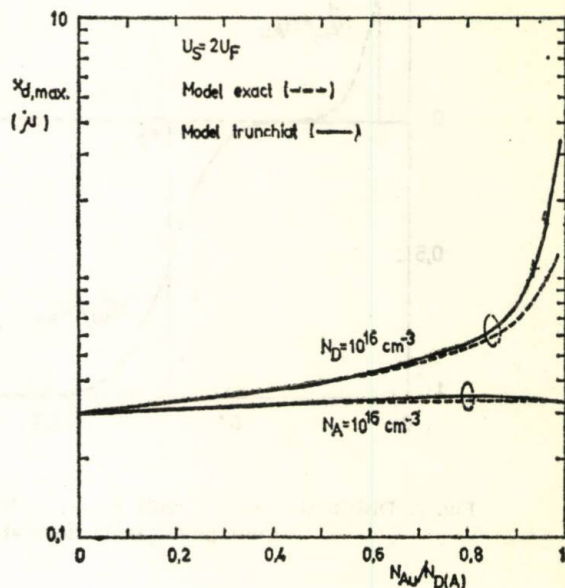


Fig. 6. Variația regiunii maxime de golire a capacitorului MOS-N(P) cu concentrația de aur, calculată cu modelul exact (---) și cu modelul trunchiat (—).

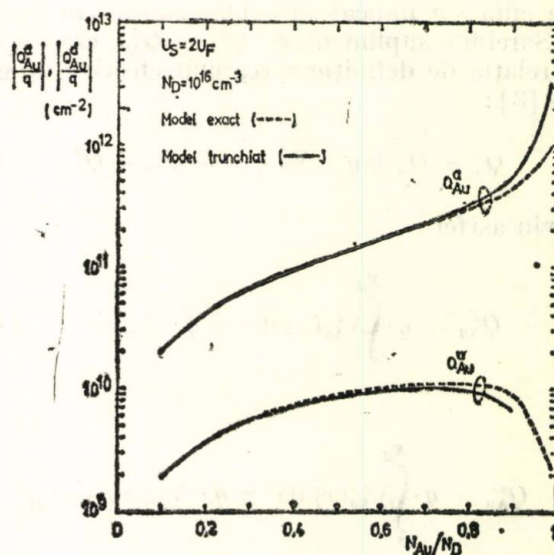


Fig. 7. Sarcina totală a atomilor de aur acceptori și donori din regiunea maximă de golire a capacitorului MOS-N, calculată cu modelul exact (---) și cu modelul trunchiat (—).

Eroarea introdusă de folosirea metodei sarcinii trunchiate este de maximum +2%, pentru capacitorul MOS-P. Ea este de maximum +10% la capacitorul MOS-N cu $N_{Au} \leq 9 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ și crește foarte mult la concentrații de aur mai mari.

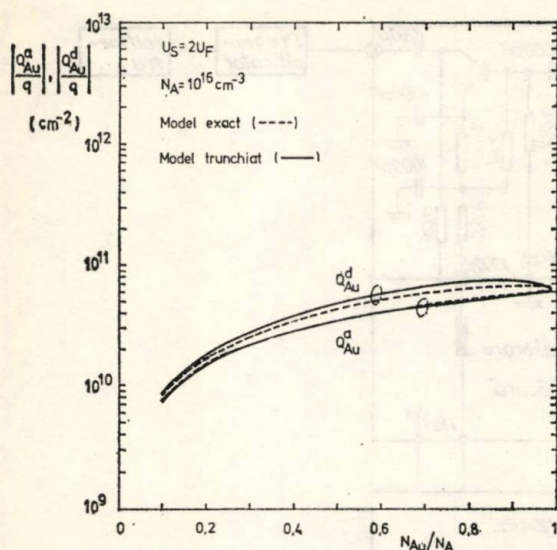


Fig. 8. Sarcina totală a atomilor de aur acceptori și donori din regiunea maximă de golire a capacitorului MOS—P, calculată cu modelul exact (—) și cu modelul trunchiat (—).

În figurile 7 și 8 s-a reprezentat sarcina totală a atomilor de aur acceptori Q_{Au}^a și donori Q_{Au}^d din regiunea maximă de golire. După cum se poate observa, creșterea erorii în determinarea lui $x_{d\max}$ la concentrații de aur $N_{Au} > 9 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ pentru capacitorul MOS—N este datorată impreciziei introduse de metodă în calcularea lui Q_{Au}^a .

În concluzie, metoda sarcinii trunchiate poate fi folosită în analiza de înaltă frecvență a capacitorului MOS pentru concentrații de aur $N_{Au} \leq 0,9 N_D$. Față de modelul exact, această metodă prezintă marele avantaj că reduce timpul de rulare pe calculator de aproximativ cinci ori.

Bibliografie

- [1] Sah, C.T. In: Proc. IEEE, 55, 672 (1967).
- [2] Sachelarie, D. Băzu M. Sachelarie, M. St. Cerc. Fiz., 3, 259 (1979).
- [3] Grove, A.S. Deal, B.E. Snow, E.H. Sah, C.T. SSE, 8, 145 (1965).
- [4] Sachelarie, D. Sachelarie, M. Băzu, M. EEA, 1, 40 (1981).

CZ 621.3.032.43 : 621.313.047.2

TRANZISTOARE DE IF
CAPACITATE COLECTOR-EMITOR

Constanta de timp $r_{bb'}C_{b'e}$ a tranzistoarelor de înaltă frecvență*

ADRIAN OANEA, DUMITRU SDRULLA, ANDREI MIHNEA** — București

Introducere

O mărime care caracterizează proprietățile specifice ale tranzistoarelor bipolare de amplificare la frecvență înaltă, este câștigul în putere maxim neutrodinat. Expresia lui în cadrul modelului Giacoletto (fig. 1) este:

$$G_{UM} = \frac{f_T}{8\pi f^2 r_{bb'} C_{b'e}} \quad (1)$$

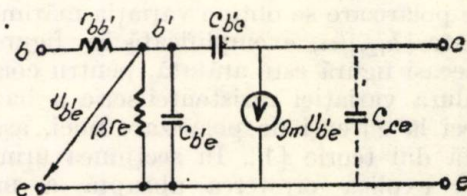
unde f_T este frecvența de tranziție:

$$1/(2 \cdot \pi \cdot f_T) = r_e (C_{b'e} + C_{b'c}), \quad (2)$$

cu:

$$r_e \equiv 1/g_m = \frac{kT}{q I_E} \quad (3)$$

În mod corespunzător, specificațiile tehnice ale tranzistoarelor de înaltă frecvență prevăd, de regulă, două condiții menite să asigure proprietățile de amplificare: o condiție de frecvență de tranziție și o condiție referitoare la constanta de timp ($r_{bb'}C_{b'e}$).***



$$G_{UM} = \frac{f_T}{8\pi f^2 r_{bb'} C_{b'e}}$$

$$f_T = \frac{1}{2\pi r_e (C_{b'e} + C_{b'c})}$$

$$r_e \equiv 1/g_m \equiv (kT)/(q I_E)$$

Fig. 1

* Lucrare prezentată la CAS—ICCE 1979

** IPRS și CCSITS (ICCE)—București

*** În unele foi de catalog se impun direct valori ale câștigului în anumite condiții sau montaje specificate.

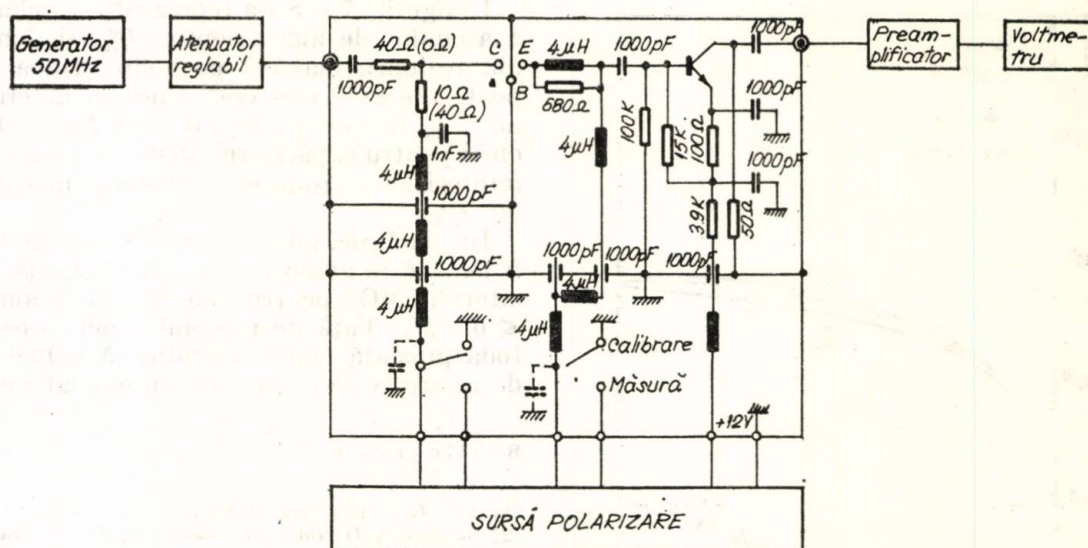


Fig. 2

Măsurarea constantei de timp $r_{bb'}C_{b'e}$ se face prin intermediul parametrului de cvadripol h_{12b} la o frecvență fixă, în modul indicat în figura 2. Admițând circuitul echivalent din figura 1, avem următoarea relație:

$$h_{12b} = \frac{j \cdot \omega \cdot r_{bb'}C_{b'e}}{1 + (\omega \cdot r_{bb'}C_{b'e})^2}, \quad (4)$$

și rezultă:

$$|h_{12b}|/\omega \approx r_{bb'}C_{b'e} \quad (5)$$

în domeniul de frecvență în care este îndeplinită condiția:

$$|h_{12b}| \ll 1. \quad (6)$$

Prin măsurători la diferite valori ale curentului de polarizare se obține variația mărimii normalizate $|h_{12b}|/\omega$, exemplificată în figura 3 a. În aceeași figură este arătată, pentru comparație, alura variației rezistenței-serie a bazei intrinseci la curenți de polarizare mici, așa cum rezultă din teorie [1]. În secțiunea următoare se va explica creșterea abruptă a mărimii $|h_{12b}|/\omega$ la curenți mici, ca fiind datorită unor factori neintrinseci.

La unele tranzistoare de foarte înaltă frecvență, mărimea $|h_{12b}|/\omega$, măsurată în modul descris în figura 2, prezintă variația cu curentul reprezentată în figura 3. În esență, apare un maxim în domeniul curenților medii, intercalat între două minime (vezi fig. 3 b). Aceste cazuri sunt tratate în capitolul al treilea al lucrării de față, unde se arată că este vorba de efecte parazite care nu au legătură cu constanta de timp $r_{bb'}C_{b'e}$.

Creșterea parametrului h_{12b} la curenți de polarizare mici

Pentru clarificarea acestei probleme s-a procedat la măsurarea parametrilor complecși S ai tranzistoarelor, la frecvența de 50 MHz și curenți de polarizare între 0,2 mA și 5 mA. Din măsurătorile parametrilor S s-au dedus parametri complecși h_{11b} și h_{12b} a căror variație tipică cu curentul de polarizare este prezentată în figura 4 (a) și (b), pentru tranzistoarele BF 173 fabricate la IPRS—Băneasa.

Parametrul complex h_{11b} reprezintă impedanța de intrare a tranzistoarelor. La curentul I_0 , la care faza acestei impedanțe trece prin zero, este îndeplinită următoarea relație [2]:

$$h_{11b} \approx \frac{kT}{qI_0} = r_{bb'}. \quad (7)$$

Rezultă $r_{bb'} \approx 27 \Omega$ pentru exemplul din figura 4. Aproximând $C_{b'e}$ prin $C_{12e} \approx 0,2 \text{ pF}$, măsurat la aceeași tensiune de polarizare $V_{CB} = 10 \text{ V}$, s-a obținut valoarea constantei de timp $r_{bb'}C_{b'e} \approx 5 \text{ pS}$. Astfel, constanta de timp $r_{bb'}C_{b'e}$ dedusă din h_{11b} , este în concordanță cu relația (5), cu condiția ca parametrul h_{12b} să fie măsurat la un curent mai mare, unde prezintă un minim. De aceea este de presupus că creșterea parametrului h_{12b} la curenți mici se datorează influenței unui factor neintrinsec, ignorat în modelul din figura 1.

Acest factor este capacitatea parazită colector-emitor. La majoritatea tranzistoarelor bipolare de înaltă frecvență, această capacitate este introdusă, în principal, de metalizarea de emitor extinsă pe oxid, peste colectorul epita-

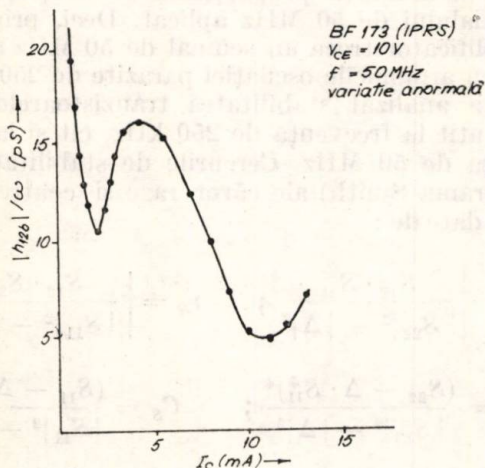
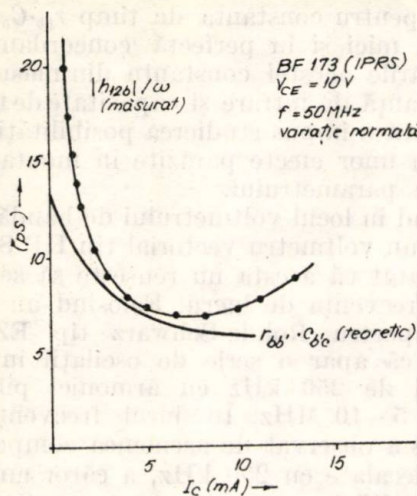


Fig. 3

xial, în vederea conectării la terminalul capsulei (fig. 5 a). La unele tranzistoare, cum este BF 173, la aceasta se adaugă capacitatea joncțiunii colector-ecran. Ecranul este o regiune difuzată simultan cu baza, izolată electric de aceasta și contactată la emitor, care are rolul de a micșora capacitatea parazită dintre colector și metalizarea de bază extinsă pe oxid (fig. 5b) [3].

Dacă se ia în considerație capacitatea parazită colector-emitor C_{ce} , reprezentată punctat în schema echivalentă din figura 1, rezultă următoarele componente ale parametrului complex h_{12b} :

$$R_e h_{12b} \cong \frac{\omega}{\omega_T} \cdot \omega (r_e - r_{bb'}) C_{ce} \ll \text{Im } h_{12b}, \quad (8)$$

$$\text{Im } h_{12b} \cong \omega \cdot (r_{bb'} \cdot C_{b'e} + r_e C_{ce}), \quad (9)$$

în condiția de frecvență:

$$\omega \ll \omega_T, \quad (10)$$

unde $\omega_T/(2\pi) = f_T$ este frecvența de tranziție.

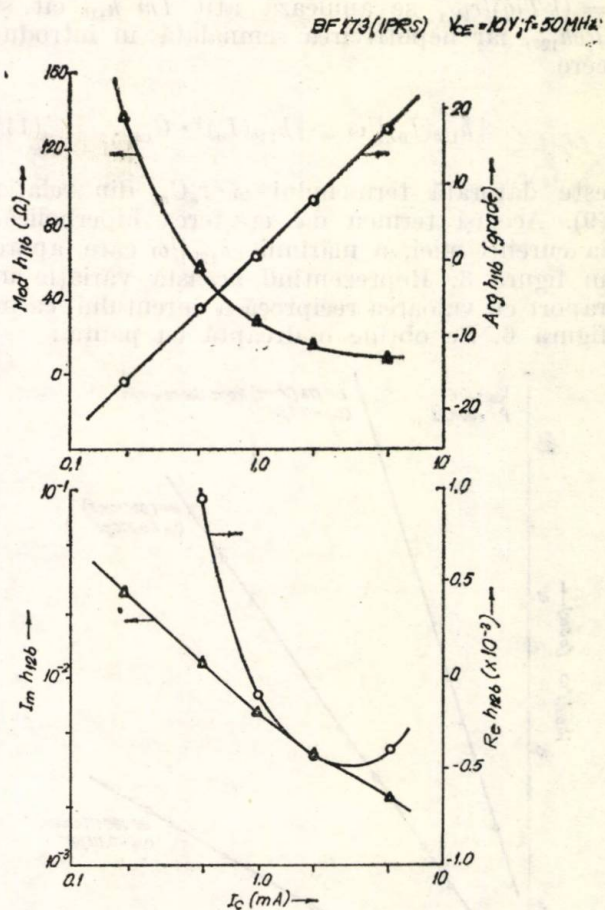
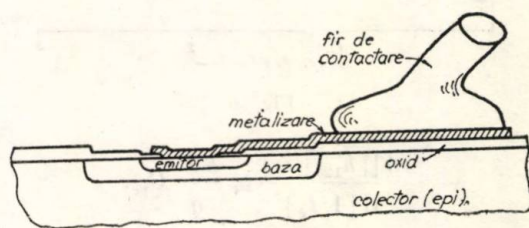
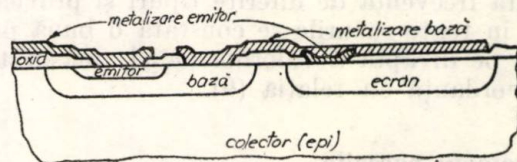


Fig. 4



a.



b.

Fig. 5

Relațiile (7), (8) și (9) descriu în mod adecvat dependența de curent a parametrilor complecși h_{11b} și h_{12b} din figura 4. În speță, la curentul $I_0 =$

$= (kT/q)/r_{bb'}$, se anulează atât $Im\ h_{11b}$ cât și Reh_{12b} , iar nepotrivirea semnalată în introducere

$$|h_{12b}(I_0)|/\omega > |h_{11b}(I_0)| \cdot C_{12e}. \quad (11)$$

este datorată termenului $\omega \cdot r_e C_{ce}$ din relația (9). Același termen dă creșterea hiperbolică, la curenți mici, a mărimii $|h_{12b}|/\omega$ care apare în figura 3. Reprezentând această variație în raport cu valoarea reciprocă a curențului, ca în figura 6. Se obține o dreaptă cu panta:

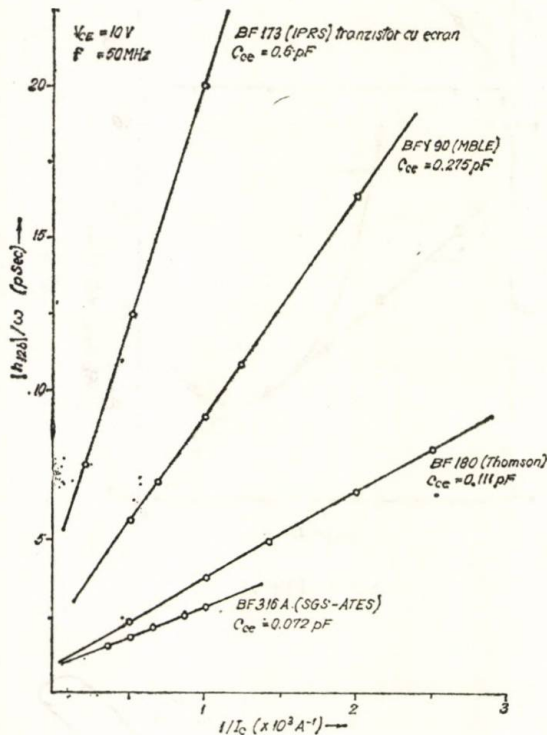


Fig. 6

$$\frac{d[|h_{12b}|/\omega]}{d[1/I_c]} \approx \frac{kT}{q} C_{ce}.$$

Astfel, este posibilă determinarea experimentală cu o bună precizie a capacității parazite colector-emitor. În figura 6 este prezentată aplicarea acestei metode la tranzistoare de înaltă frecvență de diferite tipuri și proveniențe; în toate cazurile se constată o bună potrivire pe dreaptă a valorilor $|h_{12b}|$, măsurate în concordanță cu relația (9).

Fenomene parazite

Unele tranzistoare de înaltă frecvență prezintă o variație neobișnuită a valorilor măsurate ale parametrului h_{12b} cu curenul I_c exemplificată în figura 3b. Măsurând parametrii S ai acestor tranzistoare ($f_{mas.} = 50$ MHz) și făcând conversia în parametrii h s-a constatat că valorile

obținute pentru constanta de timp $r_{bb'}C_{b'e}$ sînt mult mai mici și în perfectă concordanță cu determinările acestei constante din măsurători de impedanță de intrare și capacitate de tranziție. Aceasta a impus studierea posibilităților de apariție a unor efecte parazite în montajul de măsură a parametrului.

Utilizînd în locul voltmetrului de bandă largă Boonton un voltmetru vectorial tip HP 8405 A s-a constatat că acesta nu reușește să se acordeze pe frecvența de lucru. Folosind un analizor de spectru Rohde-Schwarz tip EZF s-a observat că apar o serie de oscilații în jurul frecvenței de 250 kHz cu armonici pînă în domeniul 5–10 MHz. În jurul frecvenței de 50 MHz s-a observat de asemenea componente laterale decalate cu 250 kHz, a căror amplitudine se modifică proporțional cu amplitudinea semnalului de 50 MHz aplicat. Deci, prin preamplificator trece un semnal de 50 MHz modulat cu armonicile oscilației parazite de 250 kHz.

S-a analizat stabilitatea tranzistoarelor BF 173 atât la frecvența de 250 kHz, cât și la frecvența de 50 MHz. Cercurile de stabilitate (pe diagrama Smith) ale căror raze și centre [4,5] sînt date de:

$$r_L = \left| \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{S_{22}^2 - |\Delta|^2} \right|; \quad r_s = \left| \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|,$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}; \quad C_s = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2},$$

au demonstrat că tranzistoarele sînt necondiționat stabile la 250 kHz și stabile la 50 MHz în montajul dat (fig. 7). Considerînd că sursele de

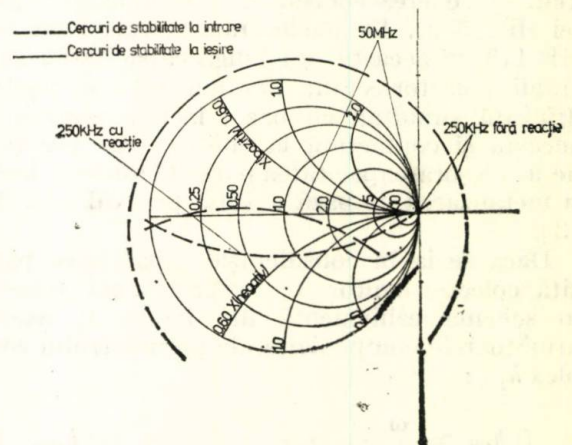


Fig. 7

polarizare la frecvența de 250 kHz au rezistențele de ieșire comparabile cu impedanța capacităților de decuplare și că există o capacitate de cuplaj de ordinul a 20 pF s-a analizat stabilitatea cuadripolului din figura 8c în care s-a inclus și reacția introdusă de rețeaua de polarizare [5] (fig. 8a).

S-au obținut următoarele valori tipice pentru parametrii de cuadripol :

$$S_{11} = 0,7787 \angle 180^\circ,$$

$$S_{12} = -600 \cdot 10^{-6} \angle -125,7^\circ,$$

$$S_{21} = -1,768 \angle 180^\circ,$$

$$S_{22} = 0,9996 \angle -32,32 \cdot 10^{-3},$$

II. Micșorarea zonei de instabilitate :

a. Mărirea rezistenței de 10Ω la 50Ω (simultan cu eliminarea celei de 40Ω) determină reducerea reacției fără a afecta circuitul echivalent la 50 MHz.

b. Decuplarea suplimentară a surselor de polarizare implicând micșorarea admitanței de reacție și, deci, o restrângere a zonei de instabilitate.

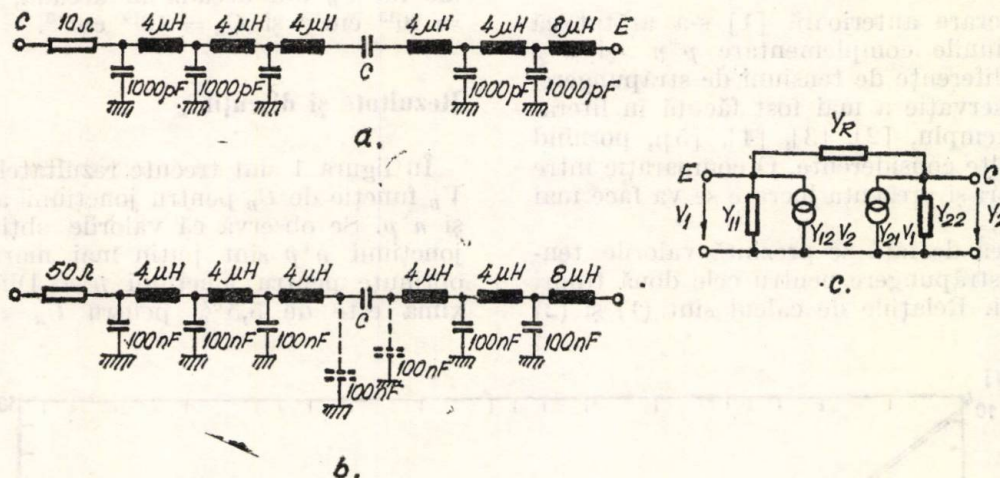


Fig. 8

Se poate observa în figura 7 că punctul ce reprezintă impedanța sursei se află la limita zonei de stabilitate, aceasta justificând faptul că în anumite situații pot apărea oscilații care să altereze valorile măsurate ale parametrului h_{12b} .

Soluțiile de a scoate din oscilație tranzistoarele sint grupate în două categorii :

I. Ieșirea din zona de instabilitate

a. Condensator paralel pe intrare, soluție neaplicabilă datorită modificărilor pe care le introduce asupra circuitului echivalent la 50 MHz.

b. Mărirea cuplajului cu impedanța din emitor. Metoda este eficientă doar pentru frecvențe mari.

Au fost adoptate soluțiile II a și II b, circuitul de reacție devenind cel din figura 8 b, cu aceste modificări obținându-se o stabilitate perfectă a măsurătorii și o concordanță bună cu valorile calculate ale acestui parametru.

Bibliografie

- [1] Hauser, J. R. Raport tehnic ASD—TDR—63—316 Vol. XI Research Triangle Institute, Durham, North Carolina, 1966.
- [2] Sansen, W.M.C. și Meyer, R.G. In: IEEE Journ. of Solid-St. Circuits Vol. SC—7, 492, 1972.
- [3] Sanner, P. Notă de aplicații B2/V. 7.08/0569, Telefunken. 1969.
- [4] * * * Notă de aplicații AN 154 HEWLETT PACKARD.
- [5] * * * Program de calcul pentru calculatorul HP 67/97, HEWLETT PACKARD, 1976.

Diferențe între jonctiuni plane p^+n și n^+p cu siliciu. Partea întâi. Tensiuni de străpungere

GEORGE V. MANDUȚEANU * — BĂNEASA

Introducere

Într-o lucrare anterioară [1] s-a arătat că între jonctiunile complementare p^+n și n^+p pot exista diferențe de tensiuni de străpungere. Această observație a mai fost făcută în literatură (de exemplu, [2], [3], [4], [5]), pornind însă de la alte considerente. O comparație între aceste lucrări și prezenta lucrare se va face mai târziu.

În lucrarea de față se prezintă valorile tensiunilor de străpungere pentru cele două tipuri de jonctiuni. Relațiile de calcul sînt (1) și (2)

Valorile lui V_B s-au calculat pentru valori ale lui C_B din decadă în decadă, între $C_B = 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ și $C_B = 10^{19} \text{ cm}^{-3}$.

Rezultate și discuții

În figura 1 sînt trecute rezultatele calculelor V_B funcție de C_B pentru jonctiuni abrupte p^+n și n^+p . Se observă că valorile obținute pentru jonctiuni n^+p sînt puțin mai mari decît cele obținute pentru jonctiuni p^+n . Diferența maximă este de 5,5% pentru $C_B = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$.

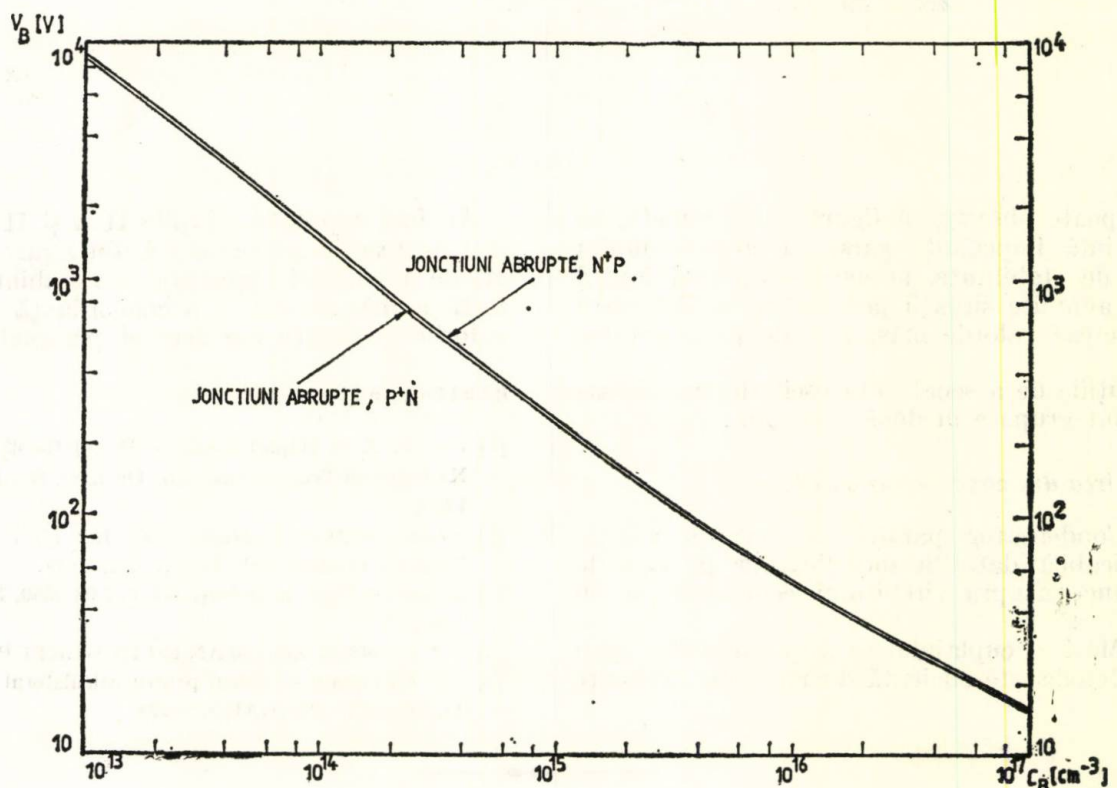


Fig. 1. Variația tensiunii de străpungere, V_B cu concentrația de impuritate de bază, C_B pentru jonctiuni abrupte p^+n și n^+p .

din lucrarea [1], iar modul de calcul este prezentat în [6]. Coeficienții de ionizare folosiți au fost OVERSTRAETEN [7] pentru $C_B \leq 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ și LEE [8] pentru $C_B \geq 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, conform rezultatelor din lucrarea [9].

* I.P.R.S. — Băneasa

S-au făcut calcule și în cazul jonctiunilor difuzate Gauss. Rezultatele au arătat că diferențele sînt tot în jur de 5%, mai mari pentru jonctiunile n^+p . Nu se face o reprezentare grafică a acestor rezultate deoarece în condițiile diagramelor din lucrarea [9] aproximația de prezentare este $\pm 10\%$, deci, o diferență de 5%

nu este sesizabilă. Pentru comparație se dau însă valorile din tabelul 1.

Tabelul 1

Valorile comparative ale tensiunilor de străpungere pentru joncțiuni p^+n și n^+p .

C_B cm ⁻³	C_S cm ⁻³	X_J , μ	V_B , V	
			n^+p	p^+n
10 ¹³	10 ²⁰	100	8 984	9 110
10 ¹⁶	10 ²⁰	50	127,1	127,4
10 ¹⁹	10 ²⁰	20	11,92	11,88

Așa cum s-a arătat mai sus, faptul că joncțiunile p^+n și n^+p sînt diferite din punct de vedere al tensiunii de străpungere a mai fost semnalat în literatură. Informațiile date sînt însă foarte sumare și mai mult calitative. Astfel:

— T. Misawa [2] afirmă (fără să dea rezultate) că deoarece $\alpha_n > \alpha_p$, tensiunea de străpungere la joncțiunea p^+n este cu mai multe procente mai mică decît la joncțiunea n^+p ;

— W. E. Schröder [3] face distincție între multiplicarea în avalanșă în joncțiuni p^+n și n^+p și dă rezultate pentru 2 cazuri de joncțiuni abrupte, folosind coeficienți de ionizare LEE [8]. Rezultatele sînt identice cu cele obținute, folosind programul de calcul din prezenta lucrare.

— R. M. Warner Jr. [4] face deosebirea calitativă între joncțiunile p^+n și n^+p , dar nu crede într-o deosebire cantitativă, deoarece experiențele lui Miller [10] nu au dus la o diferență sistematică.

— P. Brook [5] face diferență între joncțiunile p^+n și n^+p , afirmînd (fără să calculeze) că eroarea este de 7 %.

Concluzii

S-a realizat o comparație între valorile calculate ale tensiunilor de străpungere la joncțiuni complementare p^+n și n^+p . Rezultatele obținute au arătat că pentru joncțiuni n^+p tensiunea de străpungere este cu pînă la 6% mai mare decît în cazul joncțiunilor p^+n .

Bibliografie

- [1] Mădușeanu G. V., Notă asupra diferențelor între joncțiunile p^+n și n^+p . In: EEA-Automatiza și electronica nr. 3, sep 1981.
- [2] Misawa, I. Microwave Si avalanche diodes with nearly abrupt-type junctions. In: I.E.E.E. on E.D., Vol ED-14, sept 1967, p. 580-584.
- [3] Schröder, W. E. Avalanche Region Width in Various Structure of IMPATT Diodes. In: Proceedings of the I.E.E.E., aug 1971, p. 1245-1248.
- [4] Warner, R.M.Jr. Avalanche Breakdown in Silicon Diffused Junctions. In: SSE, 1972, Vol. 15, p. 1303-1318.
- [5] Brook, P. The Breakdown Voltage of Double-Sided $p-n$ Junctions, I.E.E.E. on ED, Vol. ED-21, november, p. 730-731.
- [6] Mădușeanu, G.V. Verificarea coeficienților de ionizare folosiți în calculul tensiunii de străpungere la joncțiuni semiconductoare plane cu siliciu. In: EEA-Automatiza și Electronica 24, nr. 2, iunie 1980, p. 72.
- [7] Van Overstraeten R. and De Man H, Measurement of the Ionisation Rates in Diffused Silicon $p-n$ Junctions In: S.S.E. Vol. 13, May 1970, p. 583-608.
- [8] Lee, C.A., Logam, R.A., Batdorf, R. A., Kleimack, J.I. and Weigman, W. Ionisation Rates of Holes and Electrons in Silicon. In: Phys. Rev., Vol. 134, May 4, 1964, p. A761-A773.
- [9] Mădușeanu G. V. Proiectarea tensiunii de străpungere la joncțiuni semiconductoare cu siliciu. In: EEA-Automatiza și electronica nr. 1, 1981.
- [10] Miller, S. L. Avalanche Breakdown in Ge. In: Phys. Rev Vol. 99, august 1955, p. 1234-1241.

CZ 621.396.72

AMPLIFICATOR R.F.
ADAPTARE IMPEDANȚE

Amplificator de radiofrecvență de bandă largă

VASILE MUNTEAN, MIHAIL FULEA * — București

Introducere

Proiectarea amplificatorului de radiofrecvență de bandă largă, din radiocomunicații se realizează prin calcule lungi și anevoioase. Lucrarea prezintă graficele, realizate pe baza calculului efectuate cu un program pe calculator, folosite în proiectarea unui astfel de amplificator [1]. Aceste grafice acoperă variația cîștigului

lui cu frecvența, adaptarea impedanțelor de intrare — respectiv ieșire și calculul rezistențelor de reacție ale amplificatorului.

1. Studiul amplificatorului de radiofrecvență

Schema de principiu a amplificatorului de radiofrecvență cu reacție serie-paralel, proiectat, este dată în figura 1, figura 2 reprezentînd circuitul echivalent al acestui amplificator.

* ICSITE — Centrul de cercetări electronice — București

Reacția serie de curent, prin rezistența R_E , crește impedanțele de intrare și de ieșire, stabilizând câștigul în tensiune:

$$A_V = \frac{n_2 \cdot R_L}{n_1 \cdot R_E}, \quad (R_F \rightarrow \infty). \quad (1)$$

Reacția paralel de tensiune, prin rezistența R_F , scade impedanțele de intrare și de ieșire, stabilizând câștigul în curent:

$$A_i = \frac{R_F}{R_L}, \quad (R_E = 0). \quad (2)$$

Prin combinarea acestor două tipuri de reacție pentru amplificatorul prezentat în figura 1, se stabilizează atât câștigul în tensiune, cât și câștigul în curent. Pentru simplificarea calcu-

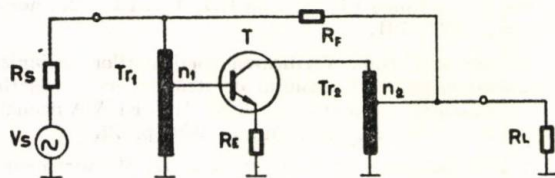


Fig. 1. Schema de principiu a amplificatorului de radio-frecvență cu reacție serie-paralel.

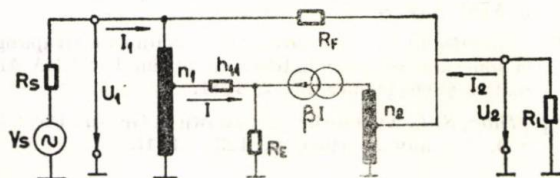


Fig. 2. Schema echivalentă a amplificatorului de radio-frecvență cu reacție serie-paralel.

lelor se presupune comportarea tranzistorului în frecvență ca fiind dată numai de variația câștigului în curent cu frecvența:

$$\beta = \frac{f_T}{f}, \quad (3)$$

unde:

f_T este frecvența de tăiere a tranzistorului,

f — frecvența de lucru.

Din schema echivalentă, figura 2, se determină câștigurile amplificatorului ($A(h_{11})$, A), impedanța de intrare (Z_i) și impedanța de ieșire (Z_o):

$$A(h_{11}) = \left| \frac{U_2}{U_1} \right| =$$

$$= \frac{1 + \beta}{1 + \beta + \frac{h_{11}}{R_E}} \cdot \left(A - \frac{h_{11}}{(1 + \beta) \cdot R_E \cdot \left(\frac{R_F}{R_L} + 1 \right)} \right), \quad (4)$$

$$A = \left| \frac{U_2}{U_1} \right|_{h_{11} = 0} =$$

$$= \frac{R_L [n_2 \cdot \beta \cdot R_F - n_1 \cdot (1 + \beta) \cdot R_E]}{n_1 \cdot (1 + \beta) \cdot R_E (R_F + R_L)}, \quad (5)$$

$$Z_i = \frac{U_1}{I_1} \Big|_{h_{11} = 0} =$$

$$= \frac{n_1^2 \cdot (1 + \beta) \cdot R_E \cdot (R_F + R_L)}{R_F + n_1^2 \cdot (1 + \beta) \cdot R_E + (1 + \beta \cdot n_1 \cdot n_2) R_L}, \quad (6)$$

$$Z_o = \frac{U_2}{I_2} \Big|_{h_{11} = 0, V_S = 0} =$$

$$= \frac{R_S R_F + n_1^2 \cdot (1 + \beta) R_E \cdot (R_F + R_S)}{(1 + \beta \cdot n_1 \cdot n_2) \cdot R_S + n_1^2 \cdot (1 + \beta) \cdot R_E}. \quad (7)$$

În aceste relații mărimile care intervin au următoarele semnificații:

V_S este sursa de radiofrecvență;

R_S — rezistența de generator a sursei;

R_L — rezistența de sarcină a amplificatorului;

n_1 — raportul de transformare al transformatorului de intrare;

n_2 — raportul de transformare al transformatorului de ieșire;

h_{11} — impedanța de intrare a tranzistorului, cu ieșirea în scurtcircuit.

La frecvențe de lucru joase ($\beta \rightarrow \infty$) rezultă pentru impedanțele de intrare, ieșire următoarele relații:

$$Z_i |_{\beta \rightarrow \infty} = n_1 \cdot \frac{R_E \cdot (R_F + R_L)}{n_1 \cdot R_E + n_2 \cdot R_L}, \quad (8)$$

$$Z_o |_{\beta \rightarrow \infty} = n_1 \cdot \frac{R_E (R_F + R_S)}{n_2 \cdot R_S + n_1 \cdot R_E} \quad (9)$$

Condițiile de adaptare la intrare, respectiv ieșire pentru un amplificator de radiofrecvență sînt date de relațiile [2]:

$$R_S = Z_i |_{\beta \rightarrow \infty}, \quad (10)$$

$$R_L = Z_o |_{\beta \rightarrow \infty}, \quad (11)$$

iar condiția de adaptare la intrare și la ieșire pentru amplificatoare care se cuplează este:

$$R_L = R_S = R_0. \quad (12)$$

Din expresiile (8)...(12), condiția de adaptare la frecvențe joase este dată de relația:

$$\frac{n_1}{n_2} \cdot R_E \cdot R_F = R_0^2. \quad (13)$$

În condiția de adaptare (13), câștigul în tensiune (A_V) devine egal cu câștigul în curent (A_i) iar din relația (5) se obțin câștigul la frecvențe joase (A_0) și câștigul (A) independente de rapoartele de transformare n_1 și n_2 :

$$A_0 = A |_{\beta \rightarrow \infty} = \frac{R_F}{R_0} - 1; \quad A_0(\text{dB}) = 20 \log A_0, \quad (14)$$

$$A = \frac{\beta(A_0 + 1)^2 - (1 + \beta)}{(1 + \beta)(A_0 + 2)}. \quad (15)$$

În figura 3 se prezintă diagrama câștigului A în funcție de frecvență (relația 15), pentru diferite valori ale câștigului la joasă frecvență A_0 (dB), iar în figura 4 se prezintă câștigul la joasă frecvență A_0 (dB), în funcție de rezistența de reacție R_F (relația 14) și $\frac{n_1}{n_2} \cdot R_E$ dat de relația (13):

$$\frac{n_1}{n_2} \cdot R_E = \frac{R_0^2}{R_F}, \quad (16)$$

Impedanța R_0 , considerată în calcul, este $R_0 = 50$ ohmi.

Impedanța de intrare Z_i , dată de relația (6) și impedanța de ieșire Z_o dată de relația (7), în condiția de adaptare (13), depind numai de produsul:

$$n = n_1 \cdot n_2; \quad (17)$$

astfel încît impedanțele de intrare și de ieșire sînt aceleași pentru amplificatoarele la care

$n_1 = n_2 = 2$; $n_1 = 1$ și $n_2 = 4$ sau $n_1 = 4$ și $n_2 = 1$. Relațiile (6) și (7) devin:

$$Z_i = R_0 \cdot \frac{n \cdot (1 + \beta) \cdot R_0 \cdot (R_F + R_0)}{R_F^2 + n \cdot (1 + \beta) \cdot R_0^2 + (1 + \beta \cdot n) \cdot R_0 \cdot R_F}, \quad (18)$$

$$Z_o = R_0 \cdot \frac{R_F^2 + n \cdot (1 + \beta) \cdot R_0 \cdot (R_F + R_0)}{(1 + \beta \cdot n) R_0 R_F + n \cdot (1 + \beta) \cdot R_0^2} \quad (19)$$

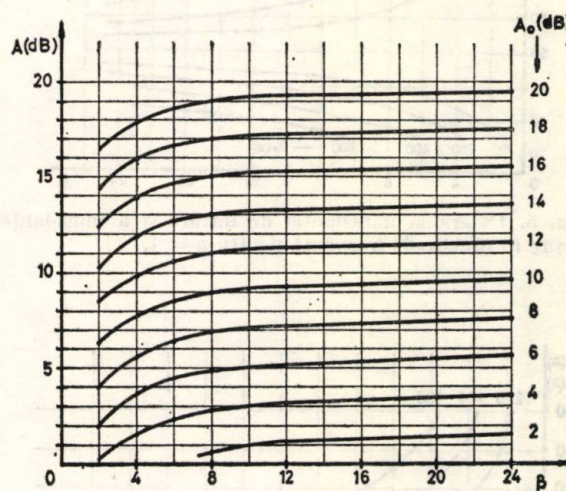


Fig. 3. — Diagrama câștigului în funcție de frecvență.

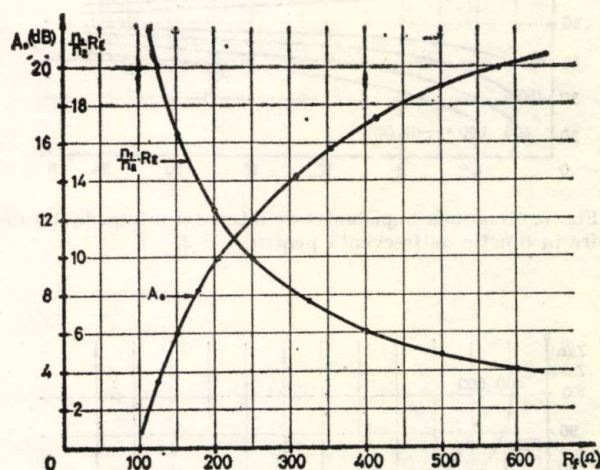


Fig. 4. Diagrama de calcul a elementelor amplificatorului cu reacție serie-paralel.

În figurile 5, 6 și 7 se prezintă diagramele impedanței de intrare date de relația (18) și diagramele impedanței de ieșire date de (19) în funcție de β pentru diferite valori ale rezistenței de reacție R_F și ale lui $n = n_1 \cdot n_2$.

Din aceste diagrame se observă că pentru valori mari ale lui n (la același câștig) adaptarea de impedanțe la intrarea și la ieșirea amplifica-

torului se realizează într-o bandă mai mare de frecvențe.

Cu ajutorul relației (4) se poate calcula câștigul $A(h_{11})$, parametrul h_{11} din schema echivalentă avînd o influență redusă asupra câștigului.

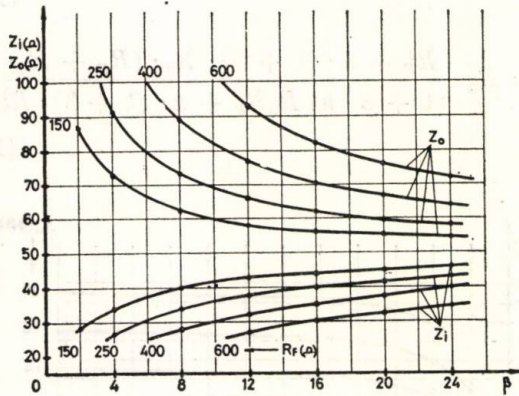


Fig. 5. Diagrama impedanței de intrare și a impedanței de ieșire în funcție de frecvență pentru $n = 1$.

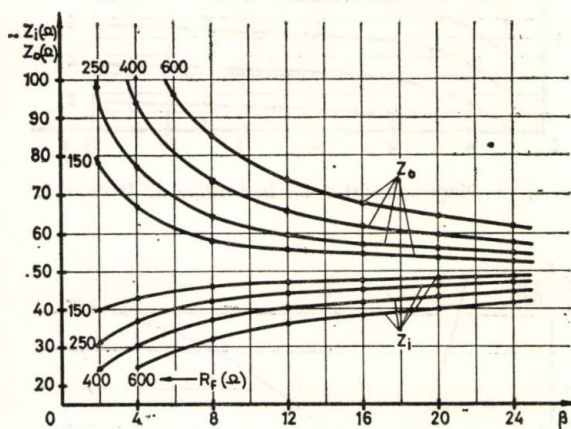


Fig. 6. Diagrama impedanței de intrare și a impedanței de ieșire în funcție de frecvență pentru $n = 2$.

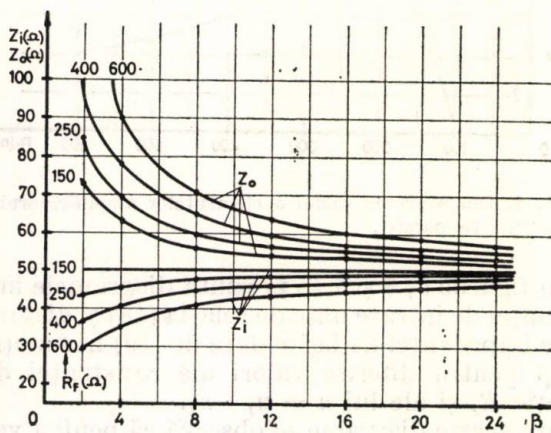


Fig. 7. Diagrama impedanței de intrare și a impedanței de ieșire în funcție de frecvență pentru $n = 4$.

2. Verificarea experimentală

Se proiectează un amplificator de radiofrecvențe, conform schemei de principiu din figura 1, avînd următoarele caracteristici :

- nivel de ieșire de 1 V/50 ohmi ;
- câștigul 16 dB ;
- banda de frecvențe : 1 ÷ 100 MHz ;
- factorul de undă staționară (σ) la intrare, respectiv ieșire mai mic ca 1,3.

În punctul de funcționare ales tranzistorul BFW17A are frecvența de tăiere $f_T = 1\text{ GHz}$. Elementele schemei (R_F , E_E , n_1 , n_2) se determină în modul următor :

a. Se calculează :

$$\beta_{\min} = \frac{f_T}{f_{\max}} = \frac{1\text{ GHz}}{100\text{ MHz}} = 10, \quad (20)$$

b. Pentru câștigul $A = 16\text{ dB}$, impus și pentru $\beta_{\min} = 10$ din diagrama prezentată în figura 3, rezultă $A_0 = 16,8\text{ dB}$, apoi din diagrama prezentată în figura 4, pentru $A_0 = 16,8\text{ dB}$, se determină :

$$R_F = 390\text{ ohmi}, \quad (21)$$

iar pentru $R_F = 390\text{ ohmi}$ rezultă din aceeași diagramă :

$$\frac{n_1}{n_2} \cdot R_E = 6,4\text{ ohmi}. \quad (22)$$

c. Din diagramele prezentate în figurile 5, 6 și 7 pentru $\beta = 10$, $R_F = 390\text{ ohmi}$ și un factor de undă staționară mai mic decît 1,3 (rezistențele de intrare, ieșire cuprinse între 38,5 ohmi și 65 ohmi) rezultă $n \geq 4$. Se alege :

$$n = 4. \quad (23)$$

Pentru $n = 4$, din diagrama prezentată în figura 7, se obține, pentru impedanța de intrare un factor de undă staționară maxim $\sigma = 1,19$ ($Z_i = 42\text{ ohmi}$), iar pentru impedanța de ieșire $\sigma = 1,26$ ($Z_o = 62\text{ ohmi}$).

d. Datorită realizării mai ușoare a transformatoarelor de bandă largă cu raport de transformare 2 (transformatoare 4 : 1 în impedanțe) [3] se alege :

$$n_1 = n_2 = 2. \quad (24)$$

Transformatorul Tr_1 este realizat cu o linie de transmisiune cu impedanța caracteristică $Z_{01} = 25\text{ ohmi}$, iar transformatorul Tr_2 — cu o linie de transmisiune cu impedanța caracteristică $Z_{02} = 100\text{ ohmi}$.

e. Din relația 22 se determină R_E :

$$R_E = 6,4 \cdot \frac{n_2}{n_1} = 6,4 \text{ ohmi.} \quad (25)$$

Rezistența R_E avînd și comportare inductivă necesită o compensare în frecvență cu un condensator de valoare: $C = 100 \text{ pF}$.

Schema electrică a amplificatorului realizat este prezentată în figura 8. Practic, s-a obținut un câștig de 15,8 dB, la frecvența de 1 MHz și 14,5 dB, la frecvența de 100 MHz. Factorul de undă staționară este mai mic de 1,3.

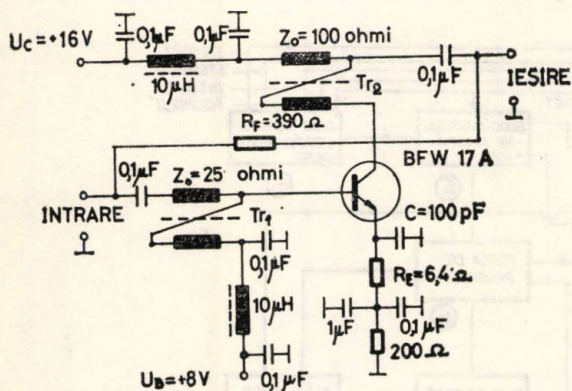


Fig. 8. Schema electrică a amplificatorului cu reacție serie-paralel proiectat.

Diferența între câștigul impus și cel obținut practic este datorată neglijării mărimii lui h_{11} în calcule. Această diferență poate fi micșorată prin mărirea curentului de colector al tranzistorului (h_{11} scade), lucru nedorit deoarece scade randamentul.

3. Concluzii

Amplificatorul de radiofrecvență de bandă largă proiectat cu ajutorul diagramelor prezentate se poate utiliza cu succes în sisteme de radioemisie. Verificarea experimentală arată că rezultatele obținute sînt bune, micile erori putînd fi reconsiderate în proiectarea lanțului de radioemisie. Proiectarea simplă, rapidă, rezultatele experimentale bune justifică utilizarea acestei metode de proiectare a amplificatoarelor de radiofrecvență de bandă largă.

Bibliografie

- [1] Egenstafer, F. L. Design curves simplify amplifier analysis. In: Electronics, august, 1971.
- [2] Cartianu, G. Analiza și sinteza circuitelor electrice, Editura Tehnică, 1972.
- [3] Krauss, L. H., Allen, W. C. Designing toroidal transformers to optimize wideband performance. In: Electronics, August, 16, 1973.

CZ 621.382

TESTARE PE PLACHETĂ
PROGRAMARE
CONFIGURAȚII DE MĂSURĂ

Automat pentru testarea pe plachetă a diodelor și tranzistoarelor

OVIDIU POPESCU, MARCU BUȘE și POPESCU VIORICA * — București

Introducere

În procesul tehnologic de realizare a dispozitivelor semiconductoare active, testarea pe plachetă ocupă un loc important. Partea cea mai importantă, valoric, din prețul de cost al dispozitivului finit, este determinată de operațiunile ce se efectuează asupra lui după faza de plachetă, deoarece acesta (operațiile de sudură structuri, sudură conexiuni, închidere etc.) se execută asupra fiecărui dispozitiv, pe cînd cele premergătoare obținerii plachetelor finite se execută o singură dată pentru mai multe plachete. De aceea nu trebuie închise decît acele dispozitive care au mari șanse ca, după încăp-

sulare, să fie bune și la testarea finală. Deci, testarea pe plachetă constituie o primă selecție a producției de dispozitive. La testarea pe plachetă nu se face împărțirea dispozitivelor unei familii pe clase, deciziile fiind dispozitiv bun sau dispozitiv defect la testul X ; din acest motiv, la testarea pe plachetă sînt suficiente șase teste pe cînd la testarea finală pot fi necesare chiar douăzeci.

Automatele de testare pe plachetă a diodelor și tranzistoarelor, realizate la ICCE, efectuează un test de contactare și șase pînă la nouă teste de curent continuu asupra fiecărui dispozitiv. De asemenea, ele transmit mecanicii de palpăre a plachetei, cu care sînt interconectate, comanda pentru a puncta cu cerneală structurile defecte și, în final, contabilizează rezultatele testelor efectuate.

* CCSITS (ICCE) — București

Principiul de lucru este „go-no go”, iar programarea condițiilor pentru fiecare test, precum și a granițelor de decizie, succesiunea testelor și contabilizarea rezultatelor se efectuează cu ajutorul unei matrice generale de programare, intersanjabile, proprii fiecărei familii de dispozitive.

1. Principiul de funcționare și prezentarea schemei-bloc generale

Schema-bloc generală a automatelor de testare de placchetă a tranzistoarelor și diodelor este dată de figura 1.

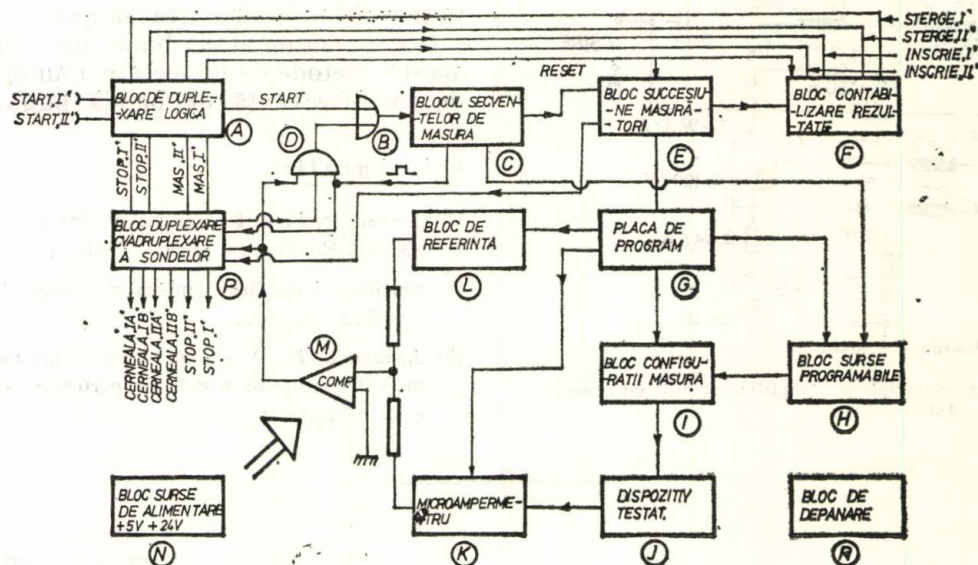


Fig. 1

Blocul de duplexare logică A, primește semnale de START de la mecanicele I și / sau II; el creează semnale de RESET folosite pentru aducerea în starea inițială a blocului logic de succesiune a măsurătorilor, E, pentru începerea unei noi măsurători și pentru ștergerea măsurătorii precedente din blocul de contabilizare a rezultatelor, F. Când vine semnalul de START de la mecanica I se șterge numai rezultatul măsurătorii precedente făcute de această mecanică, rezultatul celei făcute pe mecanica II rămânând nealterat. Tot blocul de duplexare logică, A, transmite blocului de duplexare și/ sau cvadruplexare a sondelor, P, informații privind mecanica care măsoară. Dacă în timp ce se desfășoară o măsurătoare pe mecanica I, mecanica II dă semnalul de START, acesta se memorează și, după ce se dă decizia asupra dispozitivului testat de mecanica I, mecanica II intră automat la test; deci, în timp ce se execută o măsurătoare, orice eventual semnal de START survenit pe vreuna din intrări nu perturbă măsurătoarea, însă este luat în considerație imediat după sfârșitul ei.

Blocul de duplexare logică, A, dă și semnalul START spre blocul secvențelor de măsură, C, prin intermediul blocului de însumare logică B, pentru activarea primei măsurători.

Blocul secvențelor de măsură, C, după primirea impulsurilor de START, creează timpii necesari succesiunii logice a comenzilor de executare a unei măsurători; în primul rând creează doi timpi de 2 ms și, respectiv 2,5 ms, după care apar comenzile de deblocare a celor două surse de tensiune programabile, care alimentează dispozitivul de testat. Urmează timpul când dispozitivul stă efectiv în condițiile de test.

Acest timp este variabil și poate fi ales prin programare la două valori (de exemplu: $t_1 = 3$ ms; $t_2 = 30$ ms). Urmează timpul de citire, în care răspunsul dispozitivului testat este interpretat. Dacă acesta este bun la măsurătoare în curs, prin intermediul circuitului de interdicție, D, se comandă circuitului de însumare logică, B, să activeze o nouă măsurătoare, inițializându-se un nou ciclu de lucru al blocului secvențelor de măsură. Dacă dispozitivul este defect, această comandă este inhibată și testarea dispozitivului se termină.

Schema blocului secvențelor de măsură, C, și a circuitului de însumare logică, B, este dată în figura 2.

În punctul 2 se aplică impulsurile care provoacă trecerea la următoarea măsurătoare dacă dispozitivul este bun la măsurătoare în curs. Formele de undă ce explică funcționarea blocului sunt date de figura 3, unde sunt reprezentate și legăturile de cauzalitate.

Semnalele de ieșire ce se obțin sunt: impulsurile de citire a rezultatelor testelor (punctul 12), impulsurile de comandă a celor două surse

programabile (punctele 10 și 11), impulsurile de comandă spre blocul logic de succesiune a măsurătorilor, *E*, (punctul 7).

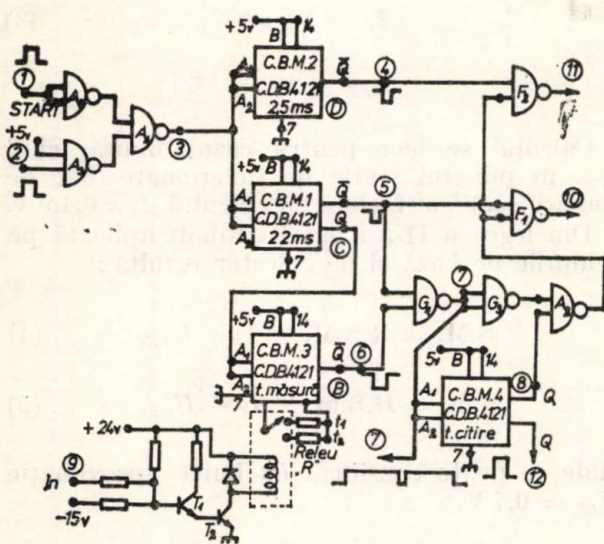


Fig. 2

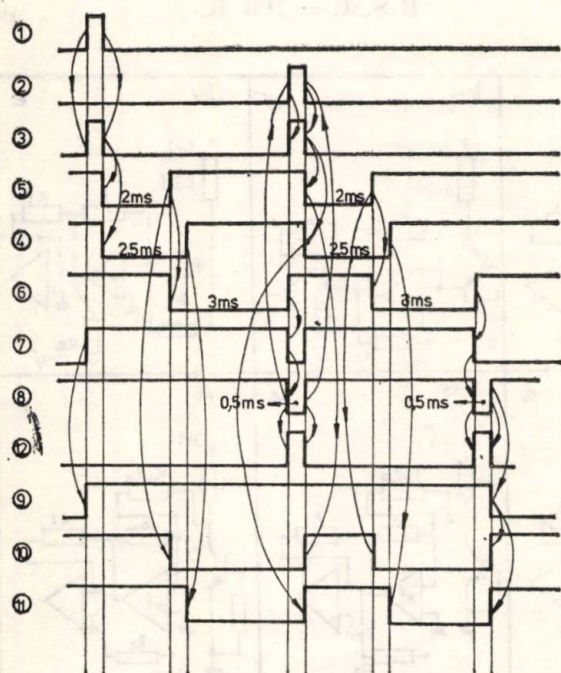


Fig. 3

De remarcat că, dacă sursele sînt deblocate la nivelul logic 0 al impulsurilor lor de comandă (punctele 10 și 11), înaintea impulsurilor de start și după terminarea măsurătorilor, ele primesc comandă de blocare (cerință absolut necesară).

Blocul logic de succesiune a măsurătorilor, *E*, este un numărator care contabilizează numărul măsurătorilor. Blocul secvențelor de măsură

„*O*”, la începutul fiecărui ciclu al său, comandă încărcarea numărătorului cu o unitate (cu frontul crescător al impulsurilor din punctul 7, figura 3).

Dacă dispozitivul nu corespunde la unul din teste, sau dacă testarea lui s-a terminat, impulsurile care provoacă continuarea măsurătorii (punctul 2, fig. 2) sînt inhibitate, numărătorul nu-și mai schimbă starea și comandă blocul de contabilizare a rezultatelor, „*I*”, să afișeze rezultatul testului.

Placa de programare „*G*”.

Există o corespondență biunivocă între numărul înscris la un moment dat în numărator și încărcarea cu potențial pozitiv a barelor de comandă din placa de program „*G*”. De la aceste bare, prin intermediul diodelor de programare, se pun toate condițiile necesare măsurătorii parametrilor dispozitivului testat: versatilitatea și ușurința sistemului de programare permit, pentru programare, folosirea oricărui tip de diode cu siliciu ce îndeplinesc două condiții deloc restrictive și anume:

$$V_F < 1,5 \text{ V} / I = 10 \text{ mA}, \quad (1)$$

$$V_R > 15 \text{ V} / I = 10 \text{ } \mu\text{A}. \quad (2)$$

Prin montarea diodelor pe placa de program „*G*”, se stabilesc pentru fiecare măsurătoare următoarele condiții de test:

- valorile surselor programabile și rezistențele în serie cu ele,
- configurațiile de măsură,
- gamele microampermetrului,
- valoarea tensiunilor de referință,
- timpul de măsură.

Sursele programabile „*H*”, sînt sursele de polarizare a dispozitivului; de precizia și stabilirea lor în timp depinde precizia totală a măsurătorii. Ele au timpi de răspuns între $(10 \div 50) \mu\text{s}$ din punctul de vedere al performanțelor au fost prezentate într-un articol anterior [1].

Blocul configurațiilor de măsură, „*I*”, este o matrice de relee care poate lega orice terminal al dispozitivului testat la intrarea sau masa microampermetrului, la rezistențele în serie cu sursele programabile sau la masa lor. Astfel se crează posibilitatea realizării configurațiilor de măsură desenate în figura 4, unde:

- S.M. este sursa mare;
- S.m. — sursa mică;
- R.S.M. — rezistența în serie cu sursa mare;
- R.S.m. — rezistența în serie cu sursa mică;
- R.μ.Am — rezistența în serie cu intrarea microampermetrului.

Microampermetrul, „K”, este realizat cu un amplificator operațional, cu curenți de intrare de maximum 10 nA, care scoate la ieșirea lui tensiuni proporționale cu tensiunea sau curentul de intrare (în funcție de parametrul măsurat). Prin program este aleasă gama de măsură pentru fiecare măsurătoare în parte. Microampermetrul este protejat împotriva oricărui șoc de tensiune sau curent apărut pe intrare, datorat timpilor diferiți de comutare a releelor sau defectelor dispozitivelor de măsurat.

Blocul de referință, „L”, este tot o sursă de tensiune programabilă, de mică putere, programată prin intermediul plăcii de program. Ieșirea ei este comparată în comparatorul „M” cu ieșirea microampermetrului „K” și, în timpul de citire a rezultatului, prin intermediul circuitului de interdicție, „D”, se continuă sau nu cu următoarea măsurătoare, în funcție de valoarea parametrului respectiv al dispozitivului testat.

În continuare se face determinarea mărimilor de programare pentru un test dat. Să luăm ca exemplu cazul programării unui h_{FE} (măsurătoare ceva mai complexă, vezi figura 4 f).

Condiții de test :

$$U_{CE} = 2 \text{ V},$$

$$I_C = 10 \text{ mA}, \quad (3)$$

$$h_{FE} > 25.$$

Calculul se face pentru cazul limită, cînd h_{FE} , în punctul static de funcționare dat de condițiile „3”, ar fi chiar 25 ; rezultă $I_B = 0,4 \text{ mA}$.

Din legea a II-a a lui Kirchhoff aplicată pe ochiurile de bază și de colector rezultă :

$$S.M. = R.S.M. \times I_B + U_{BE}, \quad (4)$$

$$S.m. = R.S.m. \times I_C + U_{CE}, \quad (5)$$

unde se poate considera cu bună aproximație $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$.

Alegînd prin program :

$$R.S.M. = 100 \text{ K}, \quad (6)$$

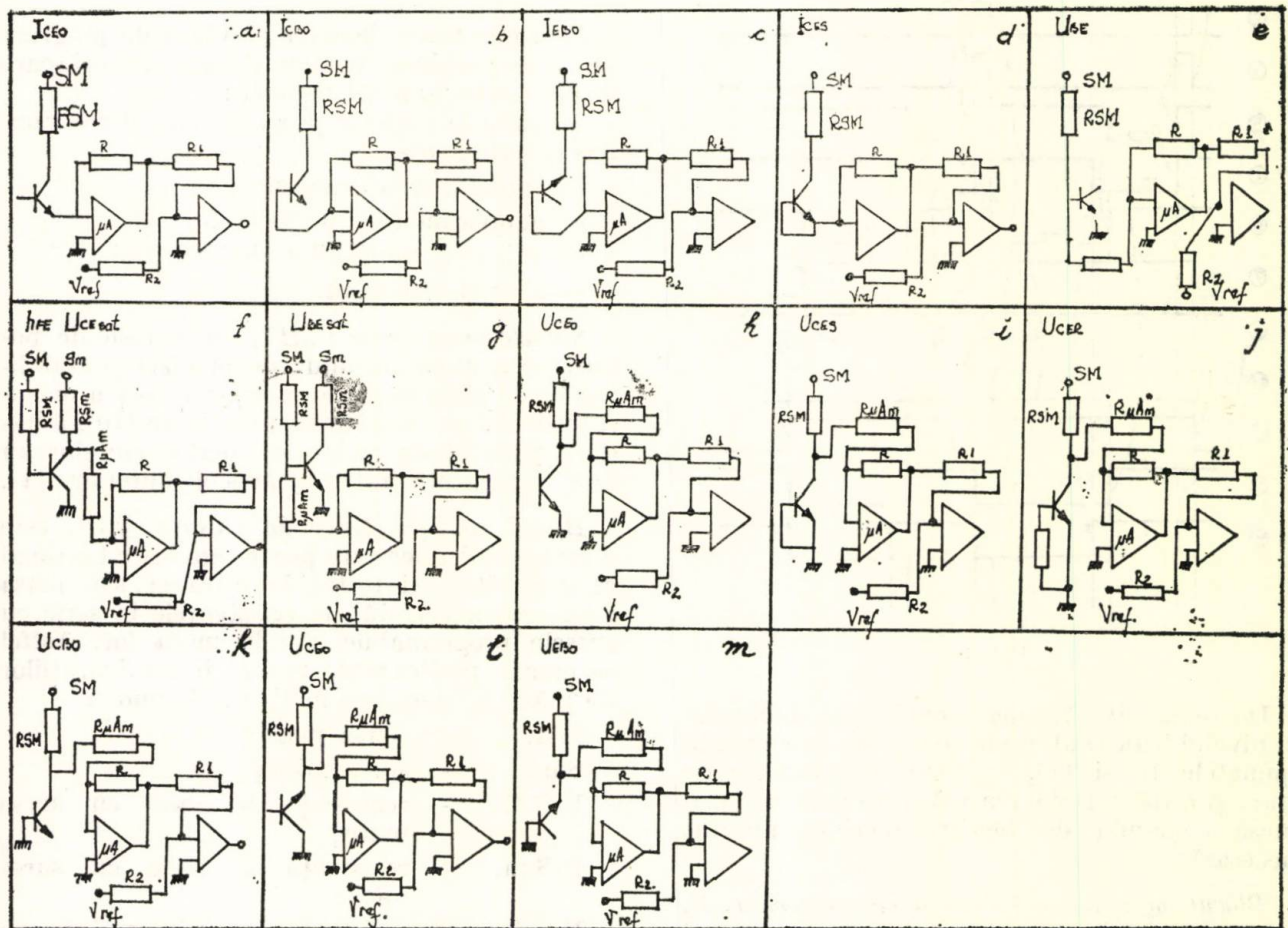


Fig. 4

se obține :

$$S.M. = 40,7 \text{ V.} \quad (7)$$

Valoarea obținută pentru S.M. fiind mult mai mare ca U_{BE} , variațiile acesteia din urmă de la un exemplar la altul nu afectează în măsură esențială precizia măsurătorii.

R.S. m. se alege în general din condițiile de disipare cât mai mică. Alegând prin program :

$$R.S.m. = 1 \text{ K,} \quad (8)$$

din (5) se găsește :

$$S.m. = 12 \text{ V.} \quad (9)$$

$R_{\mu Am}$ poate lua numai două valori : 1M și respectiv 10M.

Dacă alegem :

$$R_{\mu Am} = 1 \text{ M,} \quad (10)$$

curentul tras pe intrare de microampermetru este :

$$I_{in} = \frac{U_{CE}}{R_{\mu Am}}, \quad (11)$$

$$I_{in} = \frac{2V}{1M} = 2 \mu A. \quad (12)$$

Deci I_{in} este mult mai mic ca I_c și nu afectează măsurătoarea.

Dacă alegem gama microampermetrului de 10 μA (aceasta înseamnă de fapt alegerea rezistenței R din figura 4 f în așa fel ca la ieșire să existe 2V — sau 10V la cap de gamă), valoarea care va trebui aleasă pentru tensiunea de referință va fi :

$$U = 2V. \quad (13)$$

De asemenea, pe placa de program mai trebuie alese configurația de măsură (care comandă relele din blocul configurațiilor de măsură „I”) și timpul de test (comanda releului din fig. 2); dacă măsurătoarea în curs se face la curenți foarte mici, unde efectele capacităților proprii și parazite ale dispozitivului se fac simțite, se va alege un timp de test lung (30 ms).

În cazul de față se alege, pentru timpul de test, valoarea de 3 ms, și așa destul de mare față de timpii de răspuns ai dispozitivelor la acest test. Astfel, condițiile de test sînt stabilite.

Blocul de duplexare și / sau cvadruplexare a sondei, „P”, permite lucrul în duplex cu două perechi de sonde pe fiecare mecanică. El comandă celor două mecanici sfîrșitul de măsurătoare și punctarea cu cerneală a dispozitivelor defecte; de asemenea, transmite blocului de duplexare logică, „A”, sfîrșitul de măsurătoare.

Blocul surselor de alimentare, „N”, furnizează pentru toate blocurile funcționale tensiunile de alimentare necesare, și anume: $+5V/2A$; $\pm 15V/1A$; $+24V/0,8A$.

Blocul de contabilizare a rezultatelor

Contabilizarea rezultatelor se face în blocul „P”, pe numărătoare electromecanice; în schema-bloc din figura 1 nu au fost trecute blocurile de putere ce acționează becurile de semnalizare, relele sau numărătoarele electromecanice.

Schema electronică a blocului de contabilizare a rezultatelor pentru o singură clasă de decizie este desenată în figura 5.

Formele de undă și legăturile lor de cauzalitate sînt reprezentate în figura 6.

De remarcat că, pentru a comanda un numărător electromecanic trebuie să injectăm în bobina lui curent pe o perioadă de timp scurtă, pe cînd becul corespunzător deciziei de clasă trebuie comandat continuu după luarea deci-

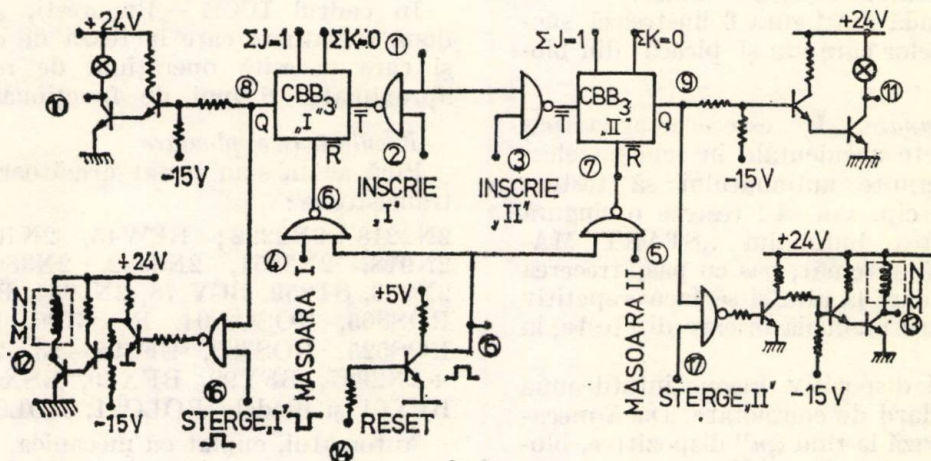


Fig. 5

ziei pînă la începutul altei măsurători pe aceeași mecanică. În punctul (1) vine decizia de clasă; în punctele 2 și 3 se aplică comenzile de înscriere pe mecanică „I” și, respectiv „II”, în punctele (16) și (17) comenzile de ștergere pe una din mecanici (aceste comenzi produc impulsul scurt de curent prin bobinele numărătoarelor electromecanice), în punctul (14) comanda de „RESET” care șterge decizia de clasă anterior dată numai pe mecanica care începe să lucreze, ștergere direcționată de comandă care apare în punctele (4) sau (5) (discuția se referă la figurile 5 și 6).

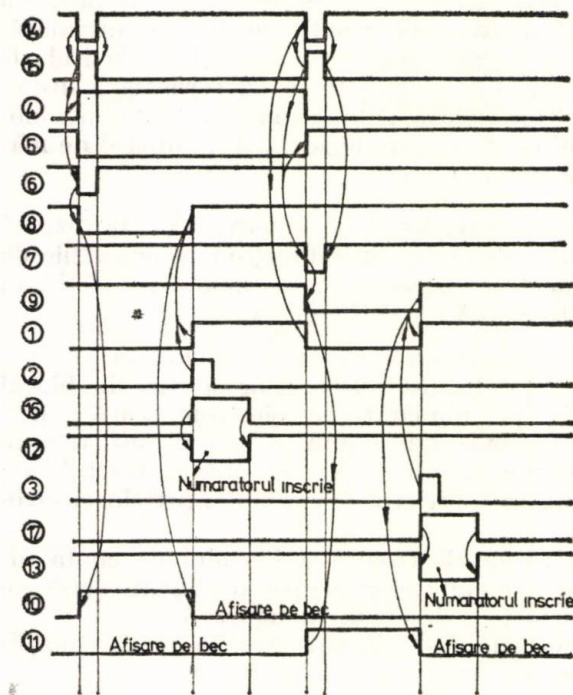


Fig. 6

În punctele (10) și (11) apar comenzile la becurile de clasare, iar în (12) și (13) comenzile pentru numărătoarele electromecanice.

Formele de undă din figura 6 ilustrează succesiunea semnalelor care vin și pleacă din blocul „P”.

Blocul de depanare, „R”, este necesar la apariția unor defecte accidentale în schema electronică. El permite automatului să testeze repetitiv același cip, sau să-l testeze o singură dată la apăsarea butonului „START MANUAL”; să facă automat, pas cu pas, trecerea de la o măsurătoare la alta și să facă repetitiv sau la o acționare manuală oricare din teste, la un cip ales.

Testarea unui dispozitiv începe întotdeauna cu un test standard de contactare. Dacă mecanica nu contactează la rînd „n” dispozitive, blocul de duplexare și / sau cvadruplexare a sondelor blochează prin intermediul blocului de

interdicție „D”, testarea altor dispozitive; operatorul trebuie să rezoneze sondele pe mecanică. Numărul „n” este programabil între 1 și 64 cu diode montate pe pini de programare.

Acest număr este fixat mai mare pentru plachetele care tehnologic sînt nereușite (în special la cele care au oxid sub metalizări).

2. Precizii de măsură, siguranță în funcționare, rezultate în exploatare

Preciziile de măsură asigurate sînt de ordinul $\pm 2\%$. Pentru obținerea lor, cît și pentru a obține derivate în timp și cu temperatura cît mai mici, au fost luate o serie de măsuri și anume:

- referințele celor două surse programabile, „H”, precum și a blocului de referință „L”, sînt formate plecînd de la tensiunea stabilizată pe aceeași diodă zener, compensată cu temperatura, valorile lor fiind date prin relații de forma:

$$U_{\text{ref}i} = U_z \cdot \frac{R_{Ai}}{R_{Bi}} \quad | \quad i = 1, 2, 3 \quad (14)$$

unde: U_z este tensiunea diodei zener stabilizată cu temperatura;

$U_{\text{ref}i}$ — tensiunile de referință pentru cele două surse programabile sau tensiunea de ieșire a blocului de referință „L”;

R_{Ai} , R_{Bi} — rezistențe cu peliculă metalică, care au un coeficient de variație cu temperatura de ordinul $(-100 \dots +100)$ p.p.m. și sînt sortate cu precizia de $1^{\circ}/_{100}$.

Astfel, $U_{\text{ref}i}$ variază la fel cu U_z la variațiile temperaturii ambiante.

— de asemenea, toate rezistențele de care depind valorile mărimilor de măsură sînt mult supradimensionate din punct de vedere a puterii disipate pentru a nu se încălzi suplimentar.

Siguranța de funcționare

În cadrul ICCE — București, s-au realizat două sortatoare care lucrează de circa doi ani și care necesită operațiuni de recalibrare la aproximativ 6 luni de funcționare.

Rezultate în exploatare

Pînă acum s-au testat următoarele tipuri de tranzistoare:

2N2218 ÷ 2N2222; BFW45, 2N709, 2N2369, 2N918, 2N3251, 2N3632, 2N3866, 2N3375, 2N930, ST259, BCY 78, 2N3964, BSX45/46/47, ROS865, ROS03/04, ROS3125, ROS235, ROS525, ROS380, BFS92—95, 2N2904 ÷ 2N2907, BFY90, BFX89, BSX35, BFW17, BLY61 și diodele ROLO21, ROLO31.

Automatul, cuplat cu mecanica, pe modul de lucru automat realizează, lucrînd în simplex, cu o singură pereche de sonde, o cadență de

aproximativ 200 structuri bune pe minut; în cazul unei structuri defecte testul este mai scurt deoarece lungimea testului este variabilă.

Altfel spus, aceasta se concretizează în circa 80 000 de cipuri testate pe schimb (productivitatea în care sînt incluși și timpii de schimbare și re poziționarea plachetelor).

3. Concluzii

Gradul de integrare a componentelor autohtone este foarte ridicat, aproximativ 90 %; singurele componente din import sînt tranzistoarele cu siliciu de putere și înaltă tensiune din

surse, numărătoarele electromecanice, cablurile de legătură cu mecanica, dioda zenner de referință (stabilizată cu temperatura) și relele cu mercur.

Bibliografie

- [1] Bușe, M., Popescu, O. Echipamente automate pentru sortarea dispozitivelor semiconductoare. București, Automatica și Electronica, nr. 3, sep 1980.
- [2] Bulucea, C., Vais, M., Profeta, H. Circuite integrate lineare. București, Ed. Tehnică, 1976.
- [3] Circuits intégrés T.T.L. — Sescossem — 1971.
- [4] Circuits intégrés lineaires — Sescossem — 1976.
- [5] Morris, R. L., Miller, J. R. Proiectarea cu circuite integrate T.T.L., București, Ed. Tehnică, 1974.

CZ 621.317.799 :621.382

CIRCUITE INTEGRATE
TESTOR PENTRU PLĂCI LOGICE

Dispozitiv pentru testarea plăcilor logice

VALERIA LAMBRACHE, NELU NISIPEANU* — BUCUREȘTI

Testarea plăcilor logice echipate cu circuite integrate constituie o etapă importantă în asigurarea unei producții de echipamente performante, realizînd totodată reducerea timpilor de punere la punct. Deoarece testarea sută la sută este costisitoare și ineficientă, în practică aceasta se face în procent de aproximativ 90%.

Defectele care afectează buna funcționare a plăcilor logice sînt generate de două cauze principale: continuitatea traseelor imprimate (întreruperi, atingeri ale traseelor, lipituri defectuoase) și componentele implantate (amplasare eronată, funcționare necorespunzătoare etc.).

Metodele utilizate în testare sînt impuse de natura circuitelor implantate, distingîndu-se, în principal, analiza de semnătură și analiza modelelor statice [1]. Plăcile cu circuite de complexitate ridicată, de exemplu microprocesoarele, ridică dificultăți de testare datorită vitezei mari, integrării pe scară largă și magistralelor bidirecționale cu trei stări, implicînd utilizarea metodei analizei de semnătură.

Semnătura definește o secvență caracteristică de valori ale unui semnal într-un anumit punct pe un anumit interval de timp.

Pentru plăcile cu circuite integrate pe scară mică și medie este mai avantajoasă aplicarea analizei modelelor statice, care presupune compararea modelului obținut de la placa sub test cu cel prestabilit.

Un model static definește valorile logice ale semnalelor din anumite noduri de plăci la un anumit moment de timp.

Obiectivele testării sînt detectarea defectelor și localizarea lor. Detectarea defectelor se poate face cu un efort relativ redus, în timp ce localizarea necesită dispozitive și programe de testare mai complexe.

Programele de testare definesc structura plăcilor și conțin modelele prestabilite.

Proiectarea testoarelor și organizarea programelor au ca scop asigurarea unei viteze maxime de testare și a unui timp redus de întocmire a programelor.

În cele ce urmează se prezintă realizarea unui testor bazat pe analiza modelelor statice care detectează plăcile eronate și localizează parțial defectele pe placă.

Modelele statice sînt prelucrate la nivelul pinilor de intrare și ieșire ai plăcii, care sînt compatibili TTL.

1. Schema-bloc a testorului

Dispozitivul realizat aplică plăcii sub test secvențe de combinații de intrare și compară răspunsurile obținute cu modelele de ieșire prestabilite. Testorul cuprinde blocurile funcționale (fig. 1), necesare prelucrării modelelor conținute în programele înregistrate pe bandă perforată. Un model static e constituit atît din intrările, cît și din ieșirile plăcii de testat la un moment dat.

Există o concordanță între modul de funcționare a testorului și structura programelor de test.

* CCTC — București

Pentru introducerea programelor se folosește un cititor de bandă perforată LB50, din producție internă.

Compararea în cazul pinilor de ieșire se realizează între valoarea obținută de la placă și valoarea din registrul de date, iar în cazul

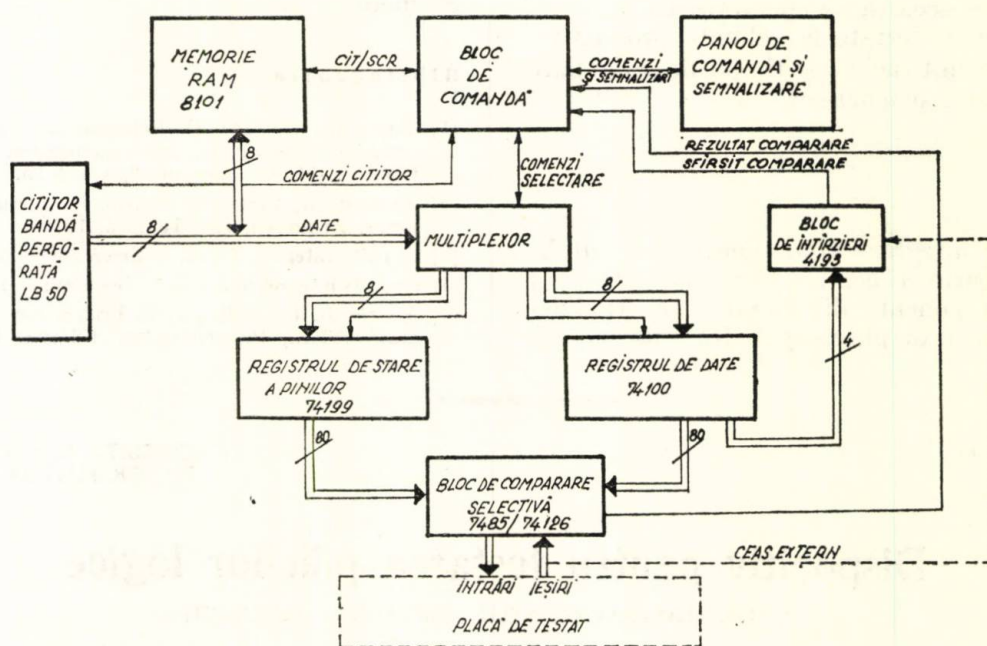


Fig. 1. Schema-bloc a testorului.

Blocurile funcționale, care realizează legătura cu placa sub test, sînt registrul de stare a pinilor, registrul de date și blocul de comparație selectivă. Registrul de stare a pinilor are dimensiunea egală cu numărul de pini ai plăcii, definind în mod corespunzător starea acestora: intrare sau ieșire.

Implementarea registrului s-a făcut cu circuite care pot fi presetate la o valoare dată, astfel încît să asigure inițial protejarea plăcii de testat prin considerarea tuturor pinilor drept pini de ieșire.

Registrul de date conține un model static la un moment dat. Dimensiunea acestui registru depășește cu 4 ranguri binare pe cea a registrului de stare, pentru stabilirea întârzierilor necesare comparației. Blocul de comparație selectivă are ca elemente de bază circuitele care efectuează comparația și circuitele care selectează sensul de transfer al informațiilor. La intrarea unei celule constitutive a acestui bloc (fig. 2) se aplică valoarea poziției corespunzătoare a registrului de date. Circuitul cu trei stări stabile asigură sau nu aplicarea valorii din registrul de date la placa de testat, în funcție de valoarea corespunzătoare din registrul de stare. Astfel, în cazul unui pin de intrare al plăcii sub test, ieșirea registrului de date este aplicată acestuia, iar pentru un pin de ieșire se realizează separarea între plăci și registre. Compararea se face atît pentru intrări, cît și pentru ieșiri.

pinilor de intrare între valoarea care trebuie aplicată plăcii și valoarea reală aplicată. Astfel, se detectează eventualele scurtcircuite la masă ale intrărilor.

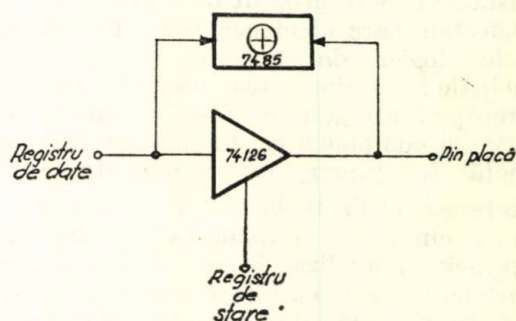


Fig. 2. Celula blocului de comparație selectivă.

Obținerea unui model static de ieșire ca urmare a aplicării unui model de intrare se realizează cu întârzieri impuse de funcționarea plăcii. Pentru a se compara modelul prestabilit cu modelul static obținut de la placă este necesar un bloc de întârzieri care validează rezultatul comparației. Blocul de întârzieri (fig. 3) constă dintr-un numărator, binar reversibil cu 4 ranguri care este acționat de un ceas extern, provenind de la placa sub test. Număratorul este încărcat de la cele 4 ranguri suplimentare ale registrului de date. În consecință, fiecărui model static i se asociază un grup de 4 biți, care codifică întârzierea necesară comparării, ce se efectuează pe poziția zero a număratorului.

În această perioadă, ca și pe durata aplicării noului model static, ceasul extern este blocat printr-un circuit cu colectorul în gol, realizându-se blocarea funcționării plăcii.

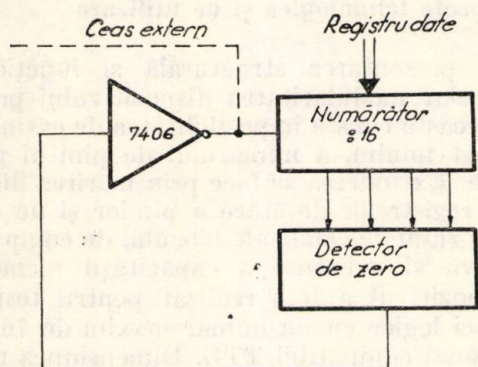


Fig. 3. Blocul de întârzieri.

Astfel, s-a sincronizat funcționarea plăcii și a testorului pe durata aplicării modelului și a comparării.

Se constată că testorul permite compararea modelelor cu o întârziere de maximum 16 tacte interne plăcii de la lansarea intrărilor.

Blocul de multiplexare încarcă în mod corespunzător registrele de stare și de date. Blocul de memorie este necesar pentru localizarea parțială a erorilor dinamice, permițând execuția ciclică a unui număr limitat de modele statice. Utilizarea unei capacități de memorie convenabile implică organizarea programelor în subprograme de dimensiune fixă. Înscirerea modelelor în memorie se face simultan cu aplicarea lor la pinii plăcii, până la sfârșitul unui subprogram care a selectat un defect. În acest moment se poate comuta funcționarea pe citirea memoriei, cu blocarea cititorului de bandă. Blocul de comandă generează succesiunea corectă de faze și comenzi care determină funcționarea dispozitivului.

Operatorul poate iniția diversele regimuri de lucru și afișa rezultatele testării prin intermediul panoului de comandă și semnalizare.

2. Funcționarea testorului

Testarea unei plăci presupune parcurgerea mai multor stări de către blocul de comandă, evoluția lor fiind descrisă succint de către organigrama prezentată (fig. 4). Pe baza acesteia s-a proiectat și blocul de comandă ca o mașină cu stări finite, algoritmică [2].

Dispozitivul pornește din starea inițială la o comandă de start generată manual, în cazul benzii perforate, sau automat, în cazul citirii din memorie. Funcționarea dispozitivului cuprinde o fază de inițializare și mai multe faze de execuție. În faza de inițializare parcursă o

singură dată pentru o placă de testat, registrul de stare a pinilor se încarcă de pe banda perforată. De aceea fiecare program va începe cu informațiile de stare a pinilor. O fază de execuție constă în aplicarea unui model static la placă, efectuarea comparării și interpretarea rezultatului acesteia.

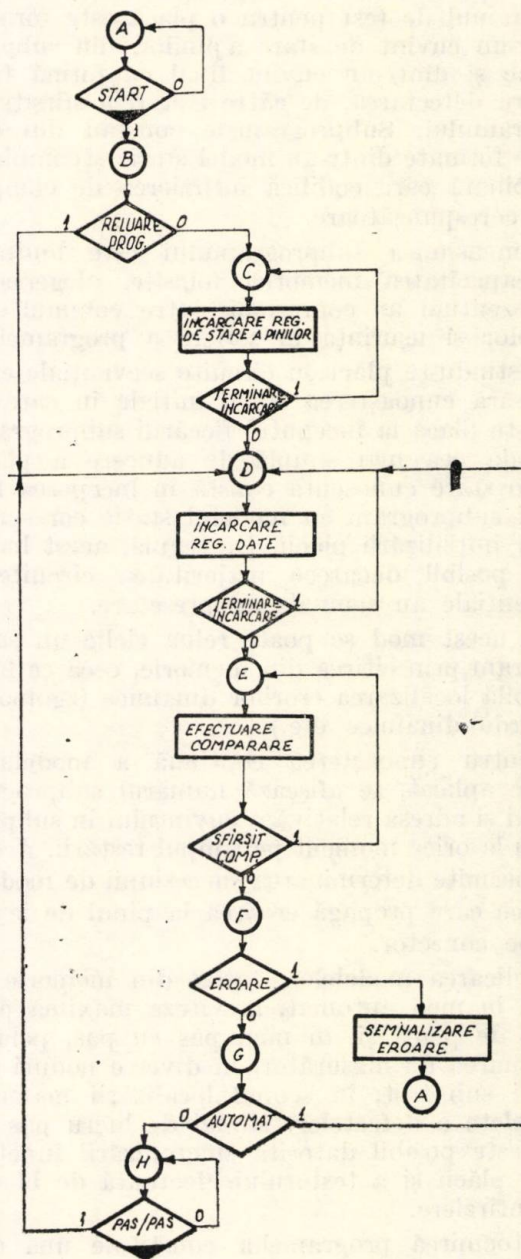


Fig. 4. Organigrama de funcționare.

Testorul poate funcționa în mod automat, când succesiunea fazelor de execuție este continuă și în mod pas cu pas, când parcurgerea unei noi faze de execuție este inițiată de operator.

În cazul detectării unei erori, reluarea ciclului de funcționare se face la o nouă comandă de start, fără a se executa însă faza de inițializare.

Modul de realizare și funcționare a testorului impune o anumită structură programelor de test.

Folosindu-se benzi perforate de 8 piste, unitatea informațională de bază o constituie octetul, deci, un model static, reprezentând un cuvânt de program, cuprinde mai mulți octeți, în funcție de numărul de pini ai plăcii sub test. Programul de test pentru o placă este format dintr-un cuvânt de stare a pinilor, din subprograme și dintr-un cuvânt final cu formă fixă pentru detectarea, de către testor, a sfârșitului programului. Subprogramele constau din cuvinte formate dintr-un model static și combinația binară care codifică întârzierea de comparare corespunzătoare.

Dimensiunea subprogramului este limitată de capacitatea memoriei folosite, alegerea ei reprezentând un compromis între volumul circuitelor și ușurința în scriere a programelor.

Testându-se plăci cu circuite secvențiale este necesară cunoașterea stării inițiale în care se găsește placa la începutul fiecărui subprogram. Metoda cea mai simplă de aducere a plăcii într-o stare cunoscută constă în începerea fiecărui subprogram cu modelul static corespunzător inițializării plăcii. De regulă, acest lucru este posibil deoarece majoritatea circuitelor secvențiale au semnale de presetare.

În acest mod se poate relua ciclic un subprogram prin citirea din memorie, ceea ce face posibilă localizarea erorilor dinamice (zgomote, hazarde dinamice etc.).

Pentru cunoașterea continuă a modelului static aplicat, se afișează numărul subprogramului și adresa relativă a cuvântului în subprogram la orice moment pe timpul testării. Aceasta permite determinarea succesiunii de modele statice care propagă eroarea la pinul de ieșire de pe conector.

Aplicarea modelelor statice din memorie se face, în mod automat, la viteza maximă permisă de placă și, în mod pas cu pas, pentru efectuarea de măsurători în diverse noduri ale plăcii sub test, în scopul localizării manuale complete a defectelor. Modul de lucru pas cu pas este posibil datorită sincronizării funcționării plăcii și a testorului efectuată de blocul de întârziere.

Întocmirea programelor constituie una din problemele dificile ale testării, putându-se rezolva, în cazul plăcilor complexe pe baza unor algoritmi de minimizare a secvențelor de test. În multe cazuri se recurge la elaborarea asistată de calculator a programelor de test.

Aceasta se poate realiza, de regulă, prin două metode: prin descrierea pe calculator a plăcii (folosindu-se limbaje adecvate) și aplicarea unor algoritmi specifici, sau prin aplicarea acestora direct asupra tabelelor de adevăr și

de tranziții ale plăcii [3], [4]. Pentru plăcile de complexitate redusă se pot scrie manual aceste programe.

3. Aspecte tehnologice și de utilizare

Din prezentarea structurală și funcțională reiese clar modularitatea dispozitivului proiectat. Aceasta constă în posibilitatea de extindere, cu efort minim, a numărului de pini ai plăcii testate. Extinderea se face prin mărirea dimensiunii registrelor de stare a pinilor și de date, a numărului de celule ale blocului de comparare selectivă și eventual a capacității memoriei.

Dispozitivul a fost realizat pentru testarea de plăci logice cu un număr maxim de 76 pini de semnal compatibil TTL. Dimensiunea registrului de stare este, deci, de 76 biți, cea a registrului de date de 80 biți. Capacitatea memoriei utilizate este de 256×8 biți, pentru implementarea ei folosindu-se 2 circuite de tip Intel 8101. În consecință, cuvintele de program au 80 biți, fiind formate din 10 octeți succesivi pe banda perforată. Un program de test pentru o placă poate conține maximum 99 subprograme a câte 25 cuvinte fiecare.

Testorul detectează defectele de pe placă și semnalizează pinii la care s-a propagat eroarea datorată acestora. Există o dublă semnalizare a erorilor: la nivelul pinilor pe durata aplicării unui model static, ca rezultat al comparării, și la nivelul subprogramului prin memorarea unei erori apărute pe parcursul derulării. Apariția erorii pe pinii de ieșire permite o localizare parțială a defectelor. Localizarea exactă se face utilizând testorul în mod de lucru cu memoria, parcurgând secvențele de test pas cu pas pentru erorile statice sau automat pentru erorile dinamice și vizualizând pe osciloscop semnalele din diferite noduri ale plăcii.

Modul de organizare a testorului, fără a recurge la plăci martor, a permis eliminarea incertitudinii semnalizării erorii datorate acestora, memoria înlocuind parțial aceste plăci.

Dispozitivul de testare proiectat și realizat are ca principale avantaje caracterul universal și facilitățile de programare. Caracterul universal constă în capacitatea de testare a diverselor plăci echipate cu circuite logice. Testarea plăcilor cu circuite combinaționale nu ridică nici un fel de probleme specifice, iar pentru plăcile cu circuite secvențiale posibilitatea sincronizării acestora cu testorul permite asigurarea unei funcționări conforme cu subprogramul în rulare. De asemenea, utilizarea metodei modelelor statice a permis realizarea testorului cu circuite simple ceea ce a contribuit la sporirea eficienței utilizării acestuia.

Facilitățile de programare permit elaborarea pentru aceeași placă a mai multor subprograme, putându-se realiza, după caz, o testare funcțio-

nală sau una aleatoare. La scrierea programelor de test s-a utilizat un microcalculator, cu posibilități de lucru pe bit, întocmindu-se subrutine de simulare a circuitelor logice folosite, acestea fiind apelate de programul principal care descrie structura logică a plăcii. Trecerea simplă de la un subprogram la altul și stabilirea unui mod adecvat de parcurgere a acestora contribuie la realizarea unei testări eficiente.

Aceste avantaje asigură o exploatare comodă a testorului, operatorul intervenind doar în cazul semnalizării erorilor, pentru detectarea și înlăturarea defectelor.

Bibliografie

- [1] Gray, F. G., Shih, L. C. C., Thompson, R. A. Diagnosis of Faults in Modular Trees. In: I.E.E.E. — Transactions on Computers, mai 1979, Vol. C-28, nr. 5.
- [2] Clare, C. Designing Logic Systems Using State Machines, Mc Graw Hill, Londra 1973.
- [3] Kohavi, Z. Switching and Finite Automata Theory, Mc Graw Hill, N.Y. 1975
- [4] Cerny, E., Mange, D., Sanchez, E. Synthesis of Minimal, Decision Trees. In: I.E.E.E. Transactions on Computers, iulie 1979, Vol. C-28, nr. 7.

CZ 681.317.6

MICROPROCESOR
ECHIPAMENT PERIFERIC
SISTEM DE OPERARE

Microsistem pentru dezvoltare realizat cu microprocesorul 8080 și periferice

MARIUS OTEȘTEANU și IOAN JIVEȚ* — TIMIȘOARA

Introducere

În proiectarea aparatelor și instalațiilor realizate cu microprocesoare apare ca o condiție esențială folosirea, ca instrument principal de lucru, a unui sistem de dezvoltare. Acesta asigură, într-o configurație generală, simularea și experimentarea funcționării echipamentului proiectat. Verificarea prealabilă a diferitelor soluții de program permite realizarea configurației electronice optime. Avantajul major este posibilitatea proiectării și experimentării simultane, atât a circuitelor, cât și a programelor.

1. Configurația sistemului

Microsistemul este realizat într-o configurație standard a microprocesorului și circuitelor asociate, din familia 8080. În figura 1 este prezentată schema de principiu a sistemului, cu reprezentarea în detaliu a elementelor esențiale. Acestea sînt folosirea intrării de întrerupere INT a microprocesorului și existența unui număr minim de porturi: 1 de intrare și 3 de ieșire. Spațiul de memorie minim necesar este de 512 octeți EPROM și 1 koctet RAM, capacitatea memoriei RAM fiind determinată de complexitatea programelor ce urmează a fi

dezvoltate. Orice altă configurație de sistem, care satisface aceste condiții minime, poate fi folosită cu sistemul de operare propus. Perifericele utilizate sînt: dispozitivul de afișare alfanumerică DAF 1001, teletype-ul Data Dynamics, care include cititor și perforator de bandă în cod ISO, precum și perforatorul de bandă binar paralel, Facit PE 1500.

Transferul datelor între unitățile sistemului se face serial, în cod ISO, la viteza de 110 bauds, modalitate compatibilă cu DAF 1001 și teletype. Recepția caracterelor serie de la DAF și TTY se face utilizînd intrarea de întrerupere INT a microprocesorului și linia D_0 a portului de intrare cu adresa 00. Frontul pozitiv al bitului de start, recepționat de microprocesor ca semnal de întrerupere, activează programul de conversație cu perifericele. Emisia caracterelor serie se face utilizînd linia D_0 a portului de ieșire cu adresa 00. Atît la recepție, cît și la emisie, conversia datelor serie — paralel, cod ISO — binar, precum și viteza de transmisie se realizează prin program.

Figurile 2 și 3 prezintă schemele circuitelor translatoare de nivel, bidirecționale, pentru DAF 1001 și, respectiv, TTY Data Dynamics [1,2].

Comanda perforatorului de bandă Facit se face cu 8 biți paralel în binar, deci direct din microprocesor. Tactul de perforare este asigurat prin program. Figura 4 prezintă circuitul de translatare a nivelelor de tensiune, compatibile cu perforatorul [3].

* Ing. Oteșteanu, M. — Întreprinderea pentru aparate electrice de măsurat; ing. Jiveț, I. — Institutul politehnic „Traian Vuia” — Timișoara.

programului. Fiecare caracter recepționat determină întreruperea și execuția instrucțiunii RST. Pentru codul 001 al comutatoarelor RST se execută programul de conversație cu perifericele. Caracterele din secvența de comandă # CAAAA□, recepționate pe rînd, sînt poziționate în registrele C, H și L, ca urmare a dirijării prin program, cu ajutorul fanioanelor din registrele B, D și E. Cînd secvența recepționată este completă, se identifică caracterul de comandă în registrul C și se execută una din cele patru funcții programate :

— D — perechile de caractere, exceptînd „spațiu”, introduse de la periferic, sînt memorate în binar, începînd cu adresa AAAA ; operațiunea se încheie cu caracterul # ;

— T — se transmite la periferic un „rînd” de 16 octeți din memorie, reprezentați în hexazecimal, cu „spațiu” între octeți și aliniat nou ; transmisia se repetă la fiecare apăsare a oricărei taste a claviaturii și se încheie cu caracterul # ;

— P — se transmite informația din memorie octet cu octet, fără „spațiu” și comenzi, pentru perforare de bandă în cod ISO, operațiunea încheindu-se cu semnalul RESET al microprocesorului ;

— R — cu instrucțiunea PCHL se rulează programul înscris în RAM.

Listingul în cod mașină al programului este prezentat în anexă.

3. Utilizarea microsistemului în proiectare

Microsistemul realizat permite rularea programelor asamblate, introduse de la tastatură în hexazecimal sau de pe bandă perforată, în

cod ISO. Rularea programelor în etapele de elaborare și testare este utilă deoarece poate fi făcută înaintea realizării configurației electronice a sistemului. Aceasta permite alegerea unei configurații optime, economice, pornind de la un program verificat.

Cu ajutorul unui astfel de microsistem pot fi detectate greșeli și pot fi introduse corecții în program. Metoda folosită pentru detectarea greșelilor este cea de rulare pe părți a programului (cu comanda # RAAAA□). Introducerea unor instrucțiuni speciale de rulare pe părți a programului, precum și corecțiile se fac p.in comanda # DAAAA□, fără a fi necesară afectarea restului programului.

Prin introducerea în punctele nesigure ale programului a unei instrucțiuni de salt la AFISARE REGISTRE, se vizualizează conținutul registrelor și al bistabilelor de condiție, în acel punct din program (cu comanda C3 E7 01). Afișarea conținutului registrelor se face în hexazecimal, în ordinea : A, F, B, C, D, E, H, L.

Teletype-ul este folosit pentru obținerea unei copii tipărite a programelor și a rezultatelor. Perforatorul de bandă în cod ISO permite realizarea unei biblioteci de programe a microsistemului. Programatoarele de memorii folosesc, de obicei, bandă perforată în binar [4]. În acest scop a fost conectat în sistem perforatorul binar Facit PE 1500. Comanda lui se face cu un program simplu, din biblioteca de programe, care se introduce în memoria RAM de pe banda perforată în cod ISO, cu ajutorul cititorului de bandă din teletype.

4. Anexă

Programul este înscris în memoria EPROM începînd cu adresa 0000, iar memoria RAM este plasată între adresele 3000 și 33FF.

0000	00	C3	40	00	00	00	00	00	00	C3	40	01	00	00	00	00
0010	00	C3	E7	01	00	00	00	00	00	C3	00	30	00	00	00	00
0020	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
0030	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
0040	31	FF	33	01	00	00	11	00	00	21	00	00	AF	FB	76	00
0050	D5	DB	00	E3	E3	0F	D2	50	00	CD	7B	00	16	80	CD	78
0060	00	DB	00	1F	7A	1F	57	D2	5E	00	7A	CD	78	00	CD	78
0070	00	D1	C9	00	00	00	00	00	CD	7B	00	C5	06	58	05	E3
0080	E3	C2	7E	00	C1	C9	00	00	2F	07	07	D2	95	00	0F	0F
0090	C6	09	C3	97	00	0F	0F	E6	0F	C9	00	00	00	00	00	00
00A0	F5	3E	04	BA	CA	C3	00	3E	02	BA	CA	BF	00	F1	07	7
00B0	07	07	F5	3E	03	BA	CA	C3	00	3E	01	BA	C2	D5	01	F1
00C0	B4	67	C9	F1	B5	6F	C9	00	CD	88	00	F5	AF	BA	CA	D8
00D0	00	F1	B1	77	23	16	00	C9	F1	07	07	07	4F	14	C9	C9
00E0	D6	0A	FA	EA	00	C6	41	C3	EE	00	C6	0A	F6	30	2F	E8
00F0	C6	80	C9	00	00	00	00	00	F5	E6	F0	0F	0F	0F	0F	CD
0100	E0	00	CD	18	01	F1	E6	0F	CD	E0	00	CD	18	01	3E	5F
0110	CD	18	01	C9	00	00	00	00	D5	57	3E	FF	D3	00	CD	78

Semnalul periodic $s(t)$ de perioadă $T = \frac{1}{f}$ este perturbat aditiv de zgomotul $\xi(t)$. Procesul complex $\eta(t)$ format dintr-o componentă deterministă $s(t)$ și cealaltă pur aleatoare $\xi(t)$ este aplicat rețelei variabile în timp formată din integratoarele $RC_1, RC_2, \dots, RC_m$. Fiecare integrator prelucrează o porțiune bine determinată din procesul $\eta(t)$. Așa de exemplu, integratorul RC_k integrează porțiunile din $\eta(t)$ cuprinse între

$$\left[k \frac{T}{m}; (k+1) \frac{T}{m} \right],$$

$$\left[T + k \frac{T}{m}; T + (k+1) \frac{T}{m} \right],$$

$$\left[2T + k \frac{T}{m}; 2T + (k+1) \frac{T}{m} \right] \text{ etc.},$$

cum este, de altfel, arătat și în figura 1 (b) pentru primele două intervale de integrare.

Perioada T a semnalului $s(t)$ este împărțită în m intervale de prelucrare cu ajutorul registrului de deplasare (SR) și a circuitului cu calare de fază (PLL). Frecvența de calare, mf , a circuitului PLL (controlată pînă la fază, inclusiv de frecvența f a semnalului $s(t)$) asigură TACT-ul pentru registrul de deplasare SR care „circulă” continuu informația de m biți lungime, 100...0. Ori de cîte ori bitul 1 apare în poziția unuia din contactele $K_1, K_2, \dots, K_m$ determină închiderea acestuia, permițînd astfel acțiunea integratorului respectiv.

Etajele circuitului PLL sînt cele obișnuite și anume (v. fig. 1 a) în ordine: multiplicatorul, filtru trece-jos și oscilatorul controlat în tensiune (VCO). Pentru a fi controlată de frecvența f a semnalului $s(t)$, frecvența $VCO = mf$, este divizată de m ori de circuitul divizor care îi urmează.

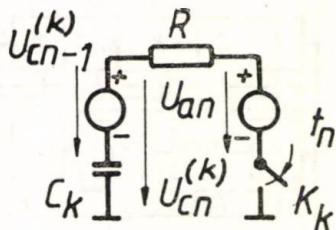


Fig. 2. Schema de determinare a tensiunii $U_{cn}^{(k)}$ memorate de condensatorul C_k după n închideri ale contactului K_k .

Tensiunea care apare pe unul din condensatoarele C_k (fig. 1 a) după n închideri succesive ale contactului său K_k se deduce cu relația de recurență evidentă (v. fig. 2):

$$U_{cn}^{(k)} = U_{cn-1}^{(k)} + (U_{an} - U_{cn-1}^{(k)}) [1 - \exp(-t_n/\tau)], \quad (1),$$

unde:

$U_{cn}^{(k)}$ este tensiunea care apare la borna le condensatorului C_k după n închideri succesive ale contactului K_k ;

$U_{cn-1}^{(k)}$ — tensiunea care apare la bornele condensatorului C_k după $n-1$ închideri succesive ale contactului K_k ;

U_{an} — tensiunea aplicată înainte de cea de a n -a închidere și după terminarea celei de a $(n-1)$ -a închidere;

t_n — timpul cît stă închis comutatorul la cea de a n -a închidere;

$\tau = C_k R$ — constanta de timp a integratorului.

Plecînd de la relația (1) rezultă:

$$U_{cn}^{(k)} = \sum_{i=1}^n U_{ai} [1 - \exp(-t_i/\tau)] \cdot \prod_{j=i+1}^n \exp(-t_j/\tau). \quad (2)*$$

Tensiunile U_{ai} se identifică din figura 1 b ca fiind:

$$U_{a1} = s\left(k \frac{T}{m}\right) + \xi\left(k \frac{T}{m}\right),$$

$$U_{a2} = s\left(T + k \frac{T}{m}\right) + \xi\left(T + k \frac{T}{m}\right) =$$

$$= s\left(k \frac{T}{m}\right) + \xi\left(T + k \frac{T}{m}\right),$$

$$\dots$$

$$U_{an} = s\left[(n-1)T + k \frac{T}{m}\right] +$$

$$+ \xi\left[(n-1)T + k \frac{T}{m}\right] = s\left(k \frac{T}{m}\right) +$$

$$+ \xi\left[(n-1)T + k \frac{T}{m}\right]. \quad (3)$$

La deducerea relațiilor (3) s-a ținut seama de următoarele:

$s(t)$ este o funcție periodică:

$$s(t) = s(t \pm kT), \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (4)$$

informația „circulată”, 100...0, de SR implică:

$$t_1 = t_2 = \dots = t_i = \dots = \frac{T}{m}, \quad (5)$$

* Relațiile cu asterisc sînt demonstrate în anexă la numărul corespunzător

timpii cît se mențin închise comutatoarele $K_1, K_2, \dots, K_m$ sînt suficient de mici încît $s(t)$ și $\xi(t)$ să nu varieze apreciabil adică :

$$s(t) \approx s\left(t + \frac{T}{m}\right), \quad (6)$$

$$\xi(t) \approx \xi\left(t + \frac{T}{m}\right). \quad (7)$$

Ținînd seama de relațiile (3) relația (2) devine după cîteva transformări :

$$\begin{aligned} U_{cn}^{(k)} &= [1 - \exp(-nT/m\tau)] s\left(k \frac{T}{m}\right) + \\ &+ [1 - \exp(-T/m\tau)] \cdot [\exp(-nT/m\tau)] \cdot \\ &\cdot \sum_{i=1}^n [\exp(iT/m\tau)] \cdot \xi\left[(i-1)T + k \frac{T}{m}\right]. \quad (8)^* \end{aligned}$$

Se observă că $U_{cn}^{(k)}$ este o mărime aleatoare formată, ca și $\eta(t)$, dintr-o parte deterministă :

$$[1 - \exp(-nT/m\tau)] \cdot s\left(k \frac{T}{m}\right)$$

și o parte pur aleatoare, eșantioanele ponderate exponențial ale procesului $\xi(t)$ luate la intervale de T secunde.

Este evident că, pe măsură ce numărul de închideri succesive n ale comutatorului K_k crește, sau cum se mai obișnuiește, pe măsură ce „dimensiunea n ” a eșantionului crește, partea deterministă tinde spre valoarea eșantionului $s\left(k \frac{T}{m}\right)$.

Valoarea medie a mărimii $U_{cn}^{(k)}$, notată cu $\overline{U_{cn}^{(k)}}$, este :

$$\overline{U_{cn}^{(k)}} = [1 - \exp(-nT/m\tau)] \cdot \left[s\left(k \frac{T}{m}\right) + \bar{\xi}\right], \quad (9)^*$$

unde $\bar{\xi}$ este valoarea medie a procesului $\xi(t)$.

Din (9) se observă că :

$$\begin{aligned} \lim_{n \rightarrow \infty} [1 - \exp(-nT/m\tau)] \cdot \left[s\left(k \frac{T}{m}\right) + \bar{\xi}\right] &= \\ &= s\left(k \frac{T}{m}\right) + \bar{\xi}, \quad (10) \end{aligned}$$

adică pentru :

$$m\tau \ll nT, \quad (11)$$

valoarea medie a procesului $U_{cn}^{(k)}$ tinde spre o valoare „polarizată” a lui $s\left(k \frac{T}{m}\right)$. Cum în majoritatea covârșitoare a cazurilor practice $\bar{\xi} = 0$ (datorită cuplajelor prin transformator sau capacitive), rezultă o „polarizare” nulă și, deci, fiecare integrator va memora pe condensator valori ale funcției $s(t)$ în momentele discrete de timp $(kT/m) + iT$, $i = 0, 1, 2, \dots$. În acest fel semnalul de ieșire $\hat{\eta}(t)$ devine :

$$\hat{\eta}(t) = \sum_{k=1}^m U_{cn}^{(k)} = \sum_{k=1}^m s\left(k \frac{T}{m}\right), \quad (12)$$

$\hat{\eta}(t)$ aproximînd pe $s(t)$ cu atît mai bine cu cît numărul de intervale m în care este împărțit T este mai mare.

Dispersia mărimii $U_{cn}^{(k)}$, notată cu $\text{Disp} \{U_{cn}^{(k)}\}$, caracterizează mărimea fluctuațiilor lui $U_{cn}^{(k)}$ în jurul valorii medii $\overline{U_{cn}^{(k)}}$ și are expresia :

$$\begin{aligned} \text{Disp} \{U_{cn}^{(k)}\} &= \\ &= \left(\text{th} \frac{T}{2m\tau}\right) (\text{Disp} \{\xi\}) \cdot \sum_{i=-(n-1)}^{n-1} [\exp(-|i|T/m\tau) - \\ &- \exp((|i| - 2n)T/m\tau)] \cdot R_{\xi}(iT), \quad (13)^*, \end{aligned}$$

unde $\text{Disp} \{\xi\}$ este dispersia procesului $\xi(t)$ iar $R_{\xi}(iT)$ este coeficientul de autocorelație al procesului $\xi(t)$ în momentele de timp iT .

Așa cum se arată în anexă :

$$\lim_{(T/2m\tau) \rightarrow 0} \text{Disp} \{U_{cn}^{(k)}\} = 0, \quad (14)^*$$

rezultînd că fluctuațiile care se suprapun peste valoarea medie $\overline{U_{cn}^{(k)}}$ tind spre zero pe măsură ce se mărește constanta de integrare τ , ceea ce este esențial pentru acest tip de mediator.

Pentru o constantă τ finită și pentru un număr n finit de prelucrări valoarea dispersiei este dată de (13).

Exemplu. Se consideră că procesul $\xi(t)$ este un „zgomot alb” cu bandă limitată de un filtru RC cu frecvența de tăiere $1/2 \pi \tau_f$. Acest tip de filtru modifică forma coeficientului de autocorelație a „zgomotului alb” $R_{\xi}(t)$ la [1] :

$$R_{\xi}(t) = \exp(-|t|/\tau_f). \quad (15)$$

Pentru a afla dispersia procesului $U_{cn}^{(k)}$ rezultat în urma prelucrării pe durata nT cu un inte-

grator cu constanta τ , se înlocuiește (15) în (13):

$$\text{Disp} \{U_{cn}^{(k)}\} = \left(\text{th} \frac{T}{2m\tau} \right) \cdot (\text{Disp} \{\xi\}).$$

$$\sum_{i=-(n-1)}^{n-1} \left[\exp \left(-|i| T \left(\frac{1}{m\tau} + \frac{1}{\tau_f} \right) \right) - \right.$$

$$\left. - (\exp(-2nT/m\tau)) \cdot \exp |i| T \left(\frac{1}{m\tau} - \frac{1}{\tau_f} \right) \right]. \quad (16)$$

Pe măsură ce numărul de prelucrări n crește dispersia (16) tinde spre valoarea:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \text{Disp} \{U_{cn}^{(k)}\} = \left(\text{th} \frac{T}{2m\tau} \right) \cdot (\text{Disp} \{\xi\}) \cdot \{1 +$$

$$+ 2/[(\exp T(1/m\tau + 1/\tau_f)) - 1]\}. \quad (17)$$

Această valoare limită a dispersiei este mai mică decât $\text{Disp} \{\xi\}$ pentru orice τ , τ_f finiți:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \text{Disp} \{U_{cn}^{(k)}\} < \text{Disp} \{\xi\}. \quad (18)^*$$

Notînd raportul semnal/zgomot înainte de prelucrare cu $(S/N)_{AP}$:

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{AP} = \frac{s^2 \left(k \frac{T}{m} \right)}{\text{Disp} \{\xi\}} \quad (19)$$

și după prelucrare cu $(S/N)_{PP}$

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{PP} = \frac{s^2 \left(k \frac{T}{m} \right)}{\text{Disp} U_{cn}^{(k)}}, \quad (20)$$

rezultă, pentru $1 - \exp(-nT/m\tau) \approx 1$, îmbunătățirea raportului semnal/zgomot pentru cazul general:

$$\frac{(S/N)_{PP}}{(S/N)_{AP}} = \frac{\text{Disp} \{\xi\}}{\text{Disp} \{U_{cn}^{(k)}\}} =$$

$$= \left\{ \left(\text{th} \frac{T}{2m\tau} \right) \sum_{i=-(n-1)}^{n-1} [\exp(-|i|T/m\tau) - \right.$$

$$\left. - \exp((|i| - 2n)T/m\tau)] \cdot R_{\xi}(iT) \right\}^{-1}. \quad (21)$$

Din (21) se observă că orice îmbunătățire a raportului (S/N) este direct legată de micșo-

rarea valorii $\text{Disp} \{U_{cn}^{(k)}\}$. O primă cale, așa cum rezultă și din (18), este mărirea numărului de prelucrări iar o a doua mărind valoarea constantei de integrare τ .

Pentru $(T/2m\tau) \rightarrow 0$ se obține o formă asimptotică a relației (21), aproximînd:

$$\text{th} \frac{T}{2m\tau} \approx \frac{T}{2m\tau}; \quad \left| \frac{T}{2m\tau} \right| \ll 1,$$

iar timpul de prelucrare $= nT$ se mărește corespunzător, pentru a menține inegalitatea (11).

Considerații practice. Pe principiile anterior menționate s-a conceput un mediator statistic (fig. 3), avînd ca scop principal verificarea cantitativă și calitativă a concluziilor teoretice rezultate.

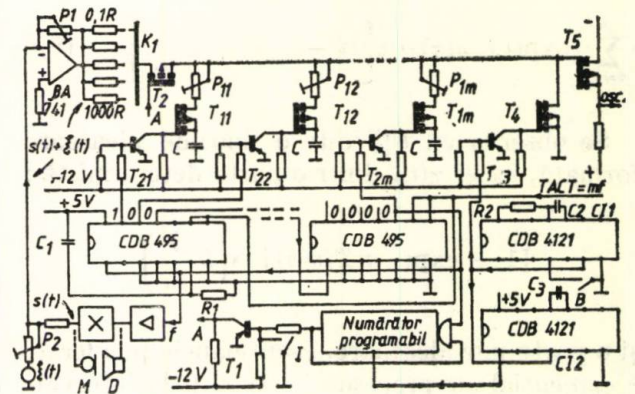


Fig. 3. Schema de principiu a mediatorului statistic.

Semnalul de mediat l-a constituit răspunsul la impuls al unui cuadripol pasiv stabil X (fig. 3), condițiile de zgomot fiind simulate prin însușirea răspunsului, de amplificatorul operațional βA 741 [8], cu tensiunea de zgomot dată de un generator de zgomot pe bază de diodă cu vid în regim de saturație. O astfel de sursă generează zgomot ergodic — aceasta fiind unica condiție impusă procesului $\xi(t)$.

Comutatoarele K din figura 1 au fost realizate cu tranzistorul MOSFET de tip ROS-01 [5] ($T_{11} \div T_{1m}$ în fig. 3), a căror rezistențe drenă-sursă în stare de conducție, R_{DS-sat} , se egalizează cu ajutorul potențioanelor $P_{11} \div P_{1m}$.

Constanta de integrare $\tau \approx RC$ ($0,1 R \gg P_{1k} + R_{DS-sat}$) se poate selecta pe cuprinsul câtorva decade cu comutatorul K_1 .

Acționarea tranzistoarelor $T_{11} \div T_1$ cu semnal TTL din registrul de deplasare, realizat pe baza circuitului integrat CDB 495 [6], este efectuată prin intermediul tranzistoarelor $T_{21} \div T_{2m}$.

Ținând seama de relația (5) rezultă :

$$\begin{aligned}
 U_{cn}^{(k)} = & \left(s \left(k \frac{T}{m} \right) \right) (1 - \\
 & - \exp(-T/m\tau)) \sum_{i=1}^n \exp(-(n-i)T/m\tau) + \\
 & + (1 - \exp(-T/m\tau)) \cdot \sum_{i=1}^n \left[\xi \left((i-1)T + \right. \right. \\
 & \left. \left. + k \frac{T}{m} \right) \right] \exp(-(n-i)T/m\tau) = \left(s \left(k \frac{T}{m} \right) \right) \cdot \\
 & \cdot (1 - \exp(-T/m\tau)) \cdot (\exp(-nT/m\tau)) \cdot \\
 & \cdot \left\{ \left[\exp \left(\frac{n+1}{m\tau} T \right) - \right. \right. \\
 & \left. \left. - \exp(T/m\tau) \right] / [(\exp(T/m\tau)) - 1] \right\} + \\
 & + (1 - \exp(-T/m\tau)) \cdot (\exp(-nT/m\tau)) \cdot \\
 & \cdot \sum_{i=1}^n (\exp(iT/m\tau)) \xi \left[(i-1)T + k \frac{T}{m} \right] = \\
 & = (1 - \exp(-nT/m\tau)) \cdot s \left(k \frac{T}{m} \right) + \\
 & + (1 - \exp(-T/m\tau)) (\exp(-nT/m\tau)) \cdot \\
 & \cdot \sum_{i=1}^n (\exp(iT/m\tau)) \xi \left[(i-1)T + k \frac{T}{m} \right].
 \end{aligned}$$

(9). Valoarea medie rezultă din (8)

$$\begin{aligned}
 \overline{U_{cn}^{(k)}} = & (1 - \exp(-nT/m\tau)) \cdot s \left(k \frac{T}{m} \right) + \\
 & + (1 - \exp(-T/m\tau)) \cdot (\exp(-nT/m\tau)) \cdot \\
 & \cdot \sum_{i=1}^n (\exp(iT/m\tau)) \cdot \overline{\xi \left[(i-1)T + k \frac{T}{m} \right]}.
 \end{aligned} \quad (9.1)$$

Procesul $\xi(t)$ fiind ergodic (și implicit staționar) are mediile pe mulțimi egale cu mediile temporale cu o probabilitate care tinde spre unu [1] — [2] și prin urmare :

$$\overline{\xi \left[(i-1)T + k \frac{T}{m} \right]} = \bar{\xi}; \quad i = 1, 2, \dots \quad (9.2)$$

$\bar{\xi}$ fiind media pe mulțimi a procesului $\xi(t)$. Ținând seama de (9.2) relația (9.1) devine :

$$\begin{aligned}
 \overline{U_{cn}^{(k)}} = & (1 - \exp(-nT/m\tau)) s \left(k \frac{T}{m} \right) + \\
 & + (1 - \exp(-T/m\tau)) \cdot (\exp(-nT/m\tau)) \cdot \\
 & \cdot \bar{\xi} \sum_{i=1}^n \exp(iT/m\tau) = (1 - \\
 & - \exp(-nT/m\tau)) \cdot \left(s \left(k \frac{T}{m} \right) + \bar{\xi} \right).
 \end{aligned}$$

$$(13). \text{ Disp } \{ \overline{U_{cn}^{(k)}} \} = \overline{(U_{cn}^{(k)})^2} - (\overline{U_{cn}^{(k)}})^2.$$

Ținând seama că numai termenul al doilea din relația (8) este o variabilă aleatoare rezultă :

$$\begin{aligned}
 \text{Disp } \{ U_{cn}^{(k)} \} = & = (1 - \exp(-T/m\tau))^2 \cdot (\exp(-2nT/m\tau)) \cdot \\
 & \cdot \left\{ \overline{\left[\sum_{i=1}^n (\exp(iT/m\tau)) \xi \left((i-1)T + k \frac{T}{m} \right) \right]^2} - \right. \\
 & - \left. \left[\sum_{i=1}^n (\exp(iT/m\tau)) \xi \left((i-1)T + k \frac{T}{m} \right) \right]^2 \right\} = \\
 & = (1 - \exp(-T/m\tau))^2 \cdot (\exp(-2nT/m\tau)) \cdot \\
 & \cdot \left\{ \sum_{i=1}^n \left[\xi^2 \left((i-1)T + k \frac{T}{m} \right) - \right. \right. \\
 & - \left. \left. \xi \left((i-1)T + k \frac{T}{m} \right) \right] \cdot (\exp(2iT/m\tau)) + \right. \\
 & + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^n \sum_{j=1}^n \left[\xi \left((i-1)T + k \frac{T}{m} \right) \cdot \xi \left((j-1)T + k \frac{T}{m} \right) - \right. \\
 & - \left. \left. \xi \left((i-1)T + k \frac{T}{m} \right) \cdot \right. \right. \\
 & \left. \left. \cdot \xi \left((j-1)T + k \frac{T}{m} \right) \right] \cdot \exp \frac{i+j}{m\tau} T \right\},
 \end{aligned} \quad (13.1)$$

$\xi(t)$ fiind un proces aleator ergodic rezultă :

$$\begin{aligned}
 \xi^2 \left((i-1)T + k \frac{T}{m} \right) - \xi \left((i-1)T + k \frac{T}{m} \right)^2 = \\
 = \text{Disp } \{ \xi \}, \quad (13.2)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \overline{\xi\left((i-1)T + k\frac{T}{m}\right) \cdot \xi\left((j-1)T + k\frac{T}{m}\right)} - \\ & - \overline{\xi\left((i-1)T + k\frac{T}{m}\right)} \cdot \overline{\xi\left((j-1)T + k\frac{T}{m}\right)} = \\ & = \text{Cov} \left\{ \xi\left((i-1)T + k\frac{T}{m}\right), \right. \end{aligned}$$

$$\left. \xi\left((j-1)T + k\frac{T}{m}\right) \right\} = \text{Cov} \left\{ \xi\left((j-1)T + k\frac{T}{m}\right), \right.$$

$$\left. \xi\left((i-1)T + k\frac{T}{m}\right) \right\} = \text{Cov} \{ \xi(0), \xi(|i-j|T) \}, \quad (13.3)$$

unde $\text{Disp} \{ \xi \}$ este dispersia procesului $\xi(t)$, iar $\text{Cov} \{ \xi(t_1), \xi(t_2) \}$ este funcția sa de autocorelație. Procesul $\xi(t)$ fiind ergodic are funcția de autocorelație dependentă numai de $|t_1 - t_2|$, [1]; ergodicitatea implică, de asemenea, egalitatea funcției de autocorelație pe mulțimi cu funcția de autocorelație temporală pe o realizare particulară a procesului $\xi(t)$, egalitate care se realizează cu o probabilitate care tinde spre unu.

Cu aceste precizări relația (13.1) devine:

$$\text{Disp} \{ U_{cn}^{(k)} \} = (1 - \exp(-T/m\tau))^2 ((\exp(-2nT/m\tau)) \cdot$$

$$\cdot \left[\exp 2T \frac{n+1}{m\tau} - \exp(2T/m\tau) \right] \cdot$$

$$\cdot \frac{\text{Disp} \{ \xi \}}{(\exp(2T/m\tau) - 1)} + \left[\exp(3T/m\tau) + \right.$$

$$+ \exp(5T/m\tau) + \dots +$$

$$+ \exp \frac{2n-1}{m\tau} T \Big] \text{Cov} \{ \xi(0), \xi(T) \} +$$

$$+ \left[\exp(4T/m\tau) + \exp(6T/m\tau) + \dots + \right.$$

$$+ \exp \frac{2n-2}{m\tau} T \Big] \text{Cov} \{ \xi(0), \xi(2T) \} +$$

$$+ \dots + \left[\exp \left(\frac{k+2}{m\tau} T \right) + \exp \left(\frac{k+4}{m\tau} T \right) + \right.$$

$$+ \dots + \exp \left(\frac{2n-k}{m\tau} T \right) \Big] \text{Cov} \{ \xi(0), \xi(kT) \} +$$

$$+ \dots + \left[\exp(nT/m\tau) + \exp \left(\frac{n+2}{m\tau} T \right) \right] \cdot$$

$$\cdot \text{Cov} \{ \xi(0), \xi((n-2)T) \} +$$

$$+ \left(\exp \frac{n+1}{m\tau} T \right) \cdot \text{Cov} \{ \xi(0), \xi((n-1)T) \}. \quad (13.4)$$

Restringind sumele progresiilor geometrice din parantezele drepte din (13.4) rezultă:

$$\begin{aligned} \text{Disp} \{ U_{cn}^{(k)} \} &= \left(\text{th} \frac{T}{2m\tau} \right) \cdot (\text{Disp} \{ \xi \}) \cdot \left\{ [1 - \right. \\ &- \exp(-2nT/m\tau)] + 2 \sum_{i=1}^{n-1} \left[\exp(-iT/m\tau) - \right. \\ &\left. \left. - \exp \frac{i-2n}{m\tau} T \right] R_{\xi}(iT) \right\}, \quad (13.5) \end{aligned}$$

unde $R_{\xi}(iT) = [\text{Cov} \{ \xi(0), \xi(iT) \}] / \text{Disp} \{ \xi \}$ este coeficientul de autocorelație al procesului ξ și evident:

$$R_{\xi}(0) = 1.$$

Relația (13.5) se mai poate scrie:

$$\begin{aligned} \text{Disp} \{ U_{cn}^{(k)} \} &= \left(\text{th} \frac{T}{2m\tau} \right) (\text{Disp} \{ \xi \}) \cdot \\ &\cdot \sum_{i=-(n-1)}^{n-1} \left[\exp(-|i|T/m\tau) - \right. \\ &- \exp \frac{|i|-2n}{m\tau} T \Big] R_{\xi}(iT) = \left(\text{th} \frac{T}{2m\tau} \right) \sum_{i=-(n-1)}^{n-1} \left[\exp \right. \\ &\left. (-|i|T/m\tau) - \exp \frac{|i|-2n}{m\tau} T \right] \cdot \text{Cov} \{ \xi(0), \xi(iT) \}. \quad (13.6) \end{aligned}$$

(14). Întrucât pentru procesele aleatoare întâlnite în practică este satisfăcută relația [1]

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |\text{Cov} \{ \xi(0), \xi(t) \}| dt < M,$$

unde M este un număr finit, rezultă din (13.6):

$$\sum_{i=-(n-1)}^{n-1} \left[\exp(-|i|T/m\tau) - \right.$$

$$\begin{aligned}
& -\exp \frac{|i| - 2n}{m\tau} T \Big] \text{Cov} \{ \xi(0), \xi(iT) \} < \\
& < \sum_{i=-(n-1)}^{n-1} \left[\exp (|i| T/m\tau) - \right. \\
& \left. - \exp \frac{|i| - 2n}{m\tau} T \right] |\text{Cov} \{ \xi(0), \xi(iT) \}| < \\
& < \sum_{i=-(n-1)}^{n-1} |\text{Cov} \{ \xi(0), \xi(iT) \}| < \\
& < \int_{-\infty}^{+\infty} |\text{Cov} \{ \xi(0), \xi(t) \}| dt < M.
\end{aligned}$$

Combinând acest rezultat cu (13.6) rezultă :

$$\text{Disp} \{ U_{cn}^{(k)} \} < M \text{th} \frac{T}{2m\tau},$$

ceea ce dă, în final, relația (14) :

$$\lim_{(T/2m\tau) \rightarrow 0} \text{Disp} \{ U_{cn}^{(k)} \} < \lim_{(T/2m\tau) \rightarrow 0} \left(M \text{th} \frac{T}{2m\tau} \right) = 0.$$

Observație. Relația (13.6) tinde la limită (când $m \rightarrow \infty$ și $T/m = d\lambda$) către relația care dă dispersia procesului de ieșire a unui filtru RC trece jos cu funcția de pondere $h(t) = (1/\tau) \exp(-t/\tau)$, $\tau = RC$, când la intrare are un proces $\xi(t)$ cu funcția de autocorelație $\text{Cov} \{ \xi(0), \xi(t) \}$ și când citirea procesului de ieșire se face la mo-

mentul $t = X$ secunde după aplicarea procesului de intrare [2] :

$$\text{Disp} \{ \xi(X) \} = \int_{-\infty}^{+\infty} (\varphi_{hh}(\lambda)) \text{Cov} \{ \xi(0), \xi(\lambda) \} d\lambda,$$

cu :

$$\begin{aligned}
\varphi_{hh}(\lambda) &= \int_{-X}^{+X} h(t) h(t + \lambda) dt = \\
&= \frac{1}{2\tau} \left[\exp(-|\lambda|/\tau) - \exp\left(\frac{|\lambda| - 2X}{\tau}\right) \right]; \\
&|\lambda| < X.
\end{aligned}$$

(18). Plecând de la (18)* ca enunț se ajunge la inegalitatea evidentă :

$$\frac{2(\exp(T/m\tau))[1 - (\exp(T/\tau_f))]}{(1 + \exp(T/m\tau)) \left[\left(\exp\left(\frac{T}{m\tau} + \frac{T}{\tau_f}\right) \right) - 1 \right]} < 0,$$

sau, mai clar :

$$1 - \exp(T/\tau_f) < 0.$$

Bibliografie

- [1] Lévine, B. Fondements théoriques de la radiotechnique statistique. Tome I, Edition MIR, Moscou, 1973
- [2] Korn, G. A. Simularea și măsurarea proceselor aleatoare, (trad. din l. engleză). București, Ed. tehnică, 1969.
- [3] Abernethy, J.D.W. The boxcar Detector in Wireless World, dec. 1970.
- [4] Danby, P.C.G. Signal recovery using a phase sensitive detector. In : Electronic Engineering, January, 1970.
- [5] Catalog 1980. Componente electronice semiconductoare, ICCE — București
- [6] Catalog 1979—1980 Circuite integrate digitale, IPRS — Băneasa
- [7] Vătășescu, A. ș.a. Circuite integrate liniare. Manual de utilizare Vol. I, București, Ed. tehnică, 1979
- [8] Vătășescu, A. ș.a. Dispozitive semiconductoare. Manual, de utilizare, București, Ed. tehnică, 1975.

CZ 621.317:621.38

MICROSISTEM
CALCULATOR DE BIROU
PERIFERIC DE EXTRAGERE A DATELOR

Conectarea unui calculator de birou ca periferic de extragere a datelor dintr-un sistem microprocesor

EMIL PETRIU, IOAN VASILESCU* — Timișoara

Introducere

În lucrare se prezintă o modalitate de conectare într-un sistem cu microprocesor a calculatorului de birou cu imprimantă FELIX CE—

* Institutul politehnic „Traian Vuia” — Timișoara

—129 T. Calculatorul de birou este folosit ca periferic de extragere a datelor din microsistem. Dialogul microprocesorului cu perifericul este redus la un dialog de „tastare a claviaturii calculatorului”, ceea ce reduce simțitor interfața necesară.

Principiul de funcționare a calculatorului de birou și semnalele cerute pentru acționarea sa

Structura tipică a unui calculator de birou, realizat cu circuite integrate LSI, se compune din : o unitate centrală de prelucrare, un dispozitiv de introducere a datelor și comenzilor, o unitate de afișare, precum și sursele de alimentare.

Introducerea datelor se realizează prin explorarea tastaturii cu ajutorul unor impulsuri defazate.

Impulsurile de explorare $DT_3, DT_4, \dots, DT_{12}$ sint transmise tastaturii unde are loc selecția unei cifre sau a unei operații (fig. 1). Selecția, realizată prin multiplexare, are ca efect transmiterea unei anumite secvențe DT_i

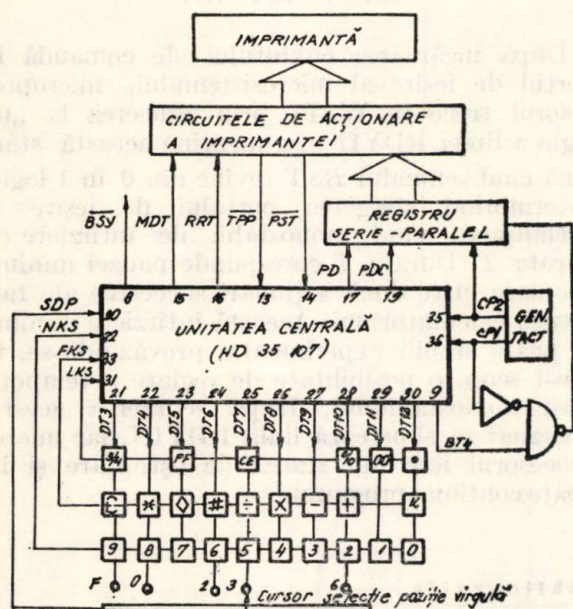


Fig. 1. Structura calculatorului de birou FELIX CE 129 - T.

către una din intrările calculatorului : NKS , FKS , LKS sau SDP (NKS pentru selecția de cifre, FKS și LKS pentru selecția de funcții, SDP pentru poziția virgulei). Unitatea centrală funcționează sincron, impulsurile de tact fiind asigurate de un generator ce dă la ieșire $CP1$ și $CP2$. Are loc o divizare cu patru a tactului $CP1$, rezultând semnalul $CPD = PT4 \cdot CP1$, necesar atât unității centrale, cât și registrului serie-paralel de extragere a informației.

Transferul datelor către dispozitivul de extragere este, de asemenea, controlat de unitatea centrală a calculatorului. Datele ce urmează a fi tipărite nu sint transmise în serie spre registru serie-paralel. Acest registru are rolul de a pregăti câte o linie pentru tipărire. Datele sint transmise în serie de la „pin”-ul PD al unității centrale. PDX este semnalul de comandă a încărcării datelor în registrul serie-paralel.

Pe lângă datele de tipărit unitatea centrală emite și semnalul de acționare a motorului MDT . Prin semnalul RRT se comandă schimbarea culorii panglicii tușate (numerele negative fiind scrise cu roșu). Imprimanta transmite spre unitatea centrală două semnale : TPP și PST . Semnalul TPP marchează poziția discurilor de tipărire, iar PST este semnalul de oprire a imprimării.

Interfațarea calculatorului de birou cu sistemul microprocesor

Transmiterea datelor spre imprimantă se face prin unitatea centrală a calculatorului. Practic, se înlocuiește schema mecanică de multiplexare — demultiplexare, realizată de tastatură, printr-o schemă electronică. Din punct de vedere funcțional trebuie respectate cerințele impuse de tastarea manuală. Întrucît se procedează ca și cum microprocesorul ar „apăsă pe taste”, datele introduse sint tratate ca tastări.

Folosirea semnalului BSY („busy”) care marchează durata de ocupare a unității centrale a calculatorului de birou, permite realizarea sincronizării transferului de date dinspre microprocesor spre calculator. (Acest semnal nu este utilizat în configurația originală FELIX CE 129-T a calculatorului de birou).

Atunci cînd nu este folosit ca periferic de către microprocesor, calculatorul poate fi folosit potrivit destinației sale inițiale.

În figura 2, se prezintă schema-bloc a interfeței calculatorului de birou — sistem microprocesor; se menționează că în blocul circuitelor decodificatoare de comenzi au fost cuprinse și circuitele care asigură sincronizarea transmisiei între sistemul cu microprocesor și calculatorul de birou (linia de semnal $RDYIN$).

În figura 3 se prezintă modul de realizare a translațiilor de tensiune MOS/TTL și TTL/MOS [1].

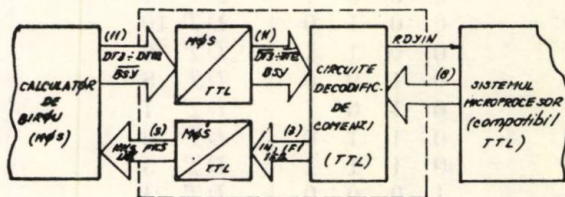


Fig. 2. Schema-bloc a interfeței calculatorului de birou — sistem microprocesor.

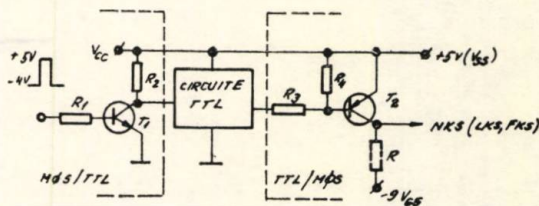


Fig. 3. Interfațarea electrică (Rezistența R și sursa V_{GG} se găsesc în calculatorul de birou).

Se menționează că sursa V_{GG} și rezistorul figurat întrerupt din colectorul tranzistorului pnp T_2 sînt în interiorul calculatorului de birou.

Descrierea sistemului realizat

Configurația în care a fost utilizat ca terminal (periferic) de ieșire calculatorul de birou FELIX CE 129-T s-a realizat în jurul unui microprocesor 8080.

Cuvîntul de comandă, de 8 biți, este depus de microprocesor în registrul (portul) de ieșire (fig. 4).

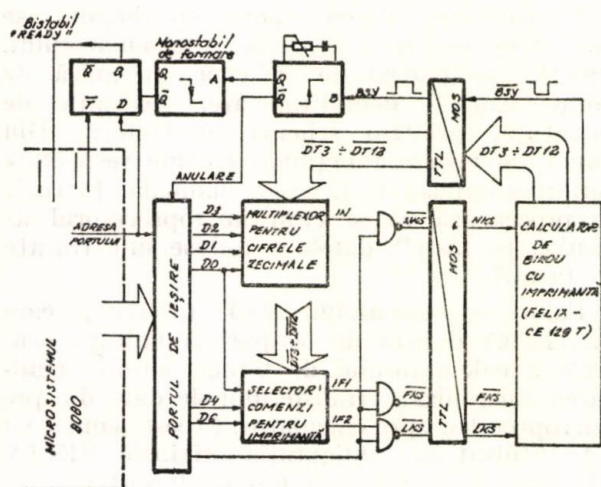


Fig. 4. Schema interfeței realizate.

Impulsurile de explorare ($DT3, \dots, DT12$) sînt translatate la nivelele TTL și sînt aduse la intrările logicii de interfață.

Interfața conține un multiplexor pentru selecția unuia din cele 10 impulsuri defazate $DT3-DT12$, conform codului stabilit prin tetrada $D0, D1, D2, D3$. Funcționarea acestui multiplexor este descrisă în tabelul următor:

D3	D2	D1	D0	IN
0	0	0	0	DT 12
0	0	0	1	DT 11
0	0	1	0	DT 10
0	0	1	1	DT 9
0	1	0	0	DT 8
0	1	0	1	DT 7
0	1	1	0	DT 6
0	1	1	1	DT 5
1	0	0	0	DT 4
1	0	0	1	DT 3

Interfața mai conține, de asemenea, un selector de comenzi pentru imprimantă. Funcționarea acestui selector este descrisă de ecuațiile logice.

$$IF1 = \overline{D0} \cdot \overline{D4} \cdot D6 \cdot DT6;$$

$$IF2 = D0 \cdot \overline{D4} \cdot D6 \cdot DT5 + \overline{D0} \cdot D4 \cdot \overline{D6} \cdot DT12.$$

Funcționarea circuitelor poartă de validare a ieșirilor interfeței este conformă ecuațiilor:

$$\overline{NKS} = \overline{IN} \cdot \overline{D7};$$

$$\overline{FKS} = \overline{IF1} \cdot \overline{D7};$$

$$\overline{LKS} = \overline{IF2} \cdot \overline{D7}.$$

După încărcarea cuvîntului de comandă în portul de ieșire al microsistemului, microprocesorul trece în WAIT prin aducerea la „0” logic a liniei RDYIN. Se menține această stare pînă cînd semnalul $\overline{BSY}$ revine din 0 în 1 logic, determinînd ștergerea portului de ieșire și declanșarea unui monostabil de întârziere cu durata T . Durata T corespunde pauzei minime necesare între două acționări succesive ale tastaturii calculatorului. Această întârziere minimă se poate stabili experimental prevăzîndu-se, în acest scop, o posibilitate de reglare a temporizării monostabilului. După scurgerea acestei întârzieri se eliberează linia RDYIN, iar microprocesorul iese din starea de așteptare și își poate continua programul.

Bibliografie

- [1] Petriu, E., Nașorîță, I. Introducerea unui calculator de buzunar în aparatura de măsură și control. Lucrările sesiunii de comunicări din cadrul Festivalului „Cîntarea României”, ediția I-i, I.P.T.—Timișoara, mai 1977.
- [2] Moyer, W. W. Interfacing calculator chips As micro-computer processor. In: Computer Design, May 1978.
- [3] * * * Calculatorul electronic cu imprimantă FELIX CE-129T, manual de întreținere, FCE București.
- [4] * * * Microcomputer systems user's manual, INTEL. 1975.

PETRU CIUREANU* — București

Servosistemul de role face parte din categoria sistemelor neliniare de ordin doi, cu o neliniaritate de tip releu și o singură buclă de reacție. În figura 1b se prezintă schema-bloc simplificată a servosistemului, schema de comandă și puntea de tiristori reprezentînd un releu cu zonă de insensibilitate și histerezis. Zona de insensibilitate este determinată de domeniul de echilibru al coloanei, iar histerezisul este produs de întîrzierea cu care se comandă puntea, în scopul evitării de semnale simultane de sens contrar pe porțile tiristorilor, întîrziere care poate ajunge la 10 ms. Motorul de rolă și rola reprezintă porțiunea liniară a servosistemului, neglijînd variația neliniară a razei rolei la derularea benzii magnetice [3].

* Centrul de cercetări pentru tehnica de calcul — București.

Funcția de transfer a părții liniare depinde de frecvență, dar e independentă de amplitudinea semnalului la intrare, avînd expresia:

$$G(s) = \frac{1}{\frac{K_E}{1 + s\tau_m}} \cdot \frac{R}{s}, \quad (1)$$

unde:

K_E reprezintă constanta electrică a motorului, R — raza medie a rolei și τ_m constanta de timp mecanică a ansamblului motor de rolă, butuc și rolă.

Funcția de transfer a părții neliniare depinde de amplitudinea semnalului la intrare $e(t)$, dar e independentă de frecvență. În cazul în care mărimea de intrare în elementul neliniar este sinusoidală, iar mărimea de ieșire $m(t)$ — o funcție periodică care poate fi reprezentată printr-o serie Fourier, se poate defini o funcție de transfer de descriere a părții neliniare [4]. Relația între m și e este o expresie care cuprinde o amplificare cuasiliniară și un termen distorsional reprezentînd armonicile superioare, care poate fi neglijat [5]. În cazul semnalului sinusoidal la intrare, funcția de descriere a releului cu zonă de insensibilitate și histerezis are expresia dedusă în anexa 1:

$$K = \frac{2M}{\pi E} [(\cos \theta_1 + \cos \theta_2) + j(-\sin \theta_1 + \sin \theta_2)], \quad (2)$$

unde θ_1 , θ_2 , θ_3 și θ_4 sînt definiți în anexa 1, M este amplitudinea mărimii periodice la ieșire, iar E amplitudinea mărimii la intrare (fig. 7).

În cazul servosistemului de role mărimea la intrarea releului $e(t)$ este reprezentată de eroarea de deplasare a buclei, generată de răspunsul motorului de rolă și semnalizată de sistemul de detecție. Deplasarea buclei în coloană este, în general aleatorie, dar s-a constatat experimental că stabilitatea servosistemului se micșorează în cazul unor deplasări alternative și simetrice ale buclei. Pentru anumite secvențe de comenzi ale motorului de cabestan, reprezentînd cazurile cele mai defavorabile în funcționare, deplasarea buclei în coloană este o funcție periodică de timp formată din segmente de parabolă, care poate fi aproximată sinusoidală. Mărimea la ieșirea releului $m(t)$ este o succesiune periodică de impulsuri dreptunghiulare reprezentînd semnalele de comandă de rotație într-un sens sau altul a motorului de rolă.

2. Ecuațiile deplasării buclei-tampon

Se consideră ca mărime perturbatoare în sistem deplasarea buclei produsă de cabestan, cu variație liniară în timp. După acționarea

motorului de rolă la depășirea zonei de echilibru, viteza buclei scade exponențial, cu panta aproximativ constantă în domeniul de acțiune a servosistemului.

Ecuația deplasării buclei, obținută prin integrarea vitezei, este o parabolă, al cărui maxim nu trebuie să depășească sensorii de protecție (0,420 m). La reintrarea în zona de echilibru motorul de rolă este frînat dinamic, viteza rolei scade exponențial iar ecuația deplasării buclei în zona de frînare este tot o parabolă, constanta de timp de frînare fiind egală cu cea de accelerare (anexa 2).

Ecuațiile de mișcare ale buclei în cazul servosistemului cu excitație pozitivă și viteza de cabestan $v_c = 3,175$ m/s sînt reprezentate în figura 2 și au expresiile următoare:

$$t = 0 - t_1: \quad v_{cab} = v_c; \quad v_b = \frac{1}{2} v_c;$$

$$v_r = 0; \quad s_b = \frac{1}{2} v_c t; \quad (3)$$

$$t = t_1 - t_3: \quad v_{cab} = v_c; \quad v_r = \Omega R(1 - e^{-t/\tau});$$

$$\Omega = \frac{U}{K_E}; \quad v_b = \frac{1}{2} (v_c - v_r) = \\ = \frac{1}{2} [v_c - \Omega R(1 - e^{-t/\tau})];$$

$$s_b = \frac{1}{2} [(v_c - \Omega R) t - \Omega R \tau e^{-t/\tau}]_{t_1}^{t_3} + s_{b1}; \quad (4)$$

$$t = t_3 - t_4: \quad v_{cab} = v_c; \quad v_r = v_{r3} \cdot e^{-t/\tau};$$

$$v_{r3} = \Omega R(1 - e^{-(t_3-t_1)/\tau});$$

$$v_b = \frac{1}{2} (v_c - v_{r3} \cdot e^{-t/\tau});$$

$$s_b = \frac{1}{2} [v_c t + v_{r3} \cdot \tau \cdot e^{-t/\tau}]_{t_3}^{t_4} + s_{b3}; \quad (5)$$

unde: v_c este viteza cabestanului, v_r viteza rolei, v_b viteza buclei și s_b deplasarea buclei.

În momentul inițial se consideră bucla în repaos cu mijlocul situat în centrul zonei de echilibru. La acționarea motorului de cabestan, mijlocul buclei se deplasează liniar, conform (3). În zona de accelerare este acționat motorul de rolă, deplasarea buclei efectuîndu-se pe o parabolă (4), cu ecuația analitică din anexa 3. Vîrfurile parabolilor este distanța maximă la care se

deplasează bucla în coloană, punct caracteriat de viteza nulă și de momentul de timp:

$$t_2 - t_1 = -\tau \ln \frac{-v_c + \Omega R}{\Omega R}. \quad (6)$$

Variația parabolică a deplasării readuce bucla în domeniul de echilibru care devine zonă de frinare pentru motorul de rolă, conform (5), unde $s_{b3} = s_{b1} = 0,120$ m și reprezintă jumătate din lungimea domeniului de echilibru.

Ecuatiile de mișcare în zona de echilibru pot fi idealizate. Astfel, o secvență de comenzi defavorabilă din punct de vedere al stabilității servosistemului de role implică inversarea bruscă a sensului de rotație a motorului de cabestan, în momentul în care mijlocul buclei ajunge în originea spațiului (mijlocului coloanei). Neluând în considerație frinarea dinamică, se consideră viteza rolei constantă în prima jumătate a zonei de echilibru și nulă pe parcursul celei de a doua jumătăți. Se obține astfel o variație liniară a deplasării buclei, ecuațiile de mișcare pentru prima jumătate a zonei fiind:

$$v_{cab} = v_c; \quad v_r \approx 2v_c \cdot e^{-t/\tau} \approx 2v_c; \quad (t \ll \tau),$$

$$v_b = \frac{1}{2}(v_c - 2v_c) = -\frac{1}{2}v_c; \quad s_b = -\frac{1}{2}v_c t. \quad (7)$$

Pentru a doua jumătate a zonei redevin valabile ecuațiile de mișcare (3) cu $v_{cab} = -v_c$ și procesul continuă simetric. În figura 2 sînt reprezentate ecuațiile de mișcare idealizate, cele reale fiind trasate punctat. Mărimea la intrarea releului $e(t) = s_b(t)$ este o funcție periodică formată din drepte și parabole, care se poate aproxima sinusoidală, cu o perioadă mai mică decît funcția reală.

Se consideră șase cazuri de servosistem de role, caracterizate de viteza de cabestan, viteza maximă a rolei și constanta de timp de răspuns (tabelul 2).

ecuațiile exacte și cele idealizate ale deplasării buclei, valorile intervalelor de timp, ale vitezei buclei la intrarea în zona de frinare, ale deplasării maxime în coloană, ca și perioadele și amplitudinile mărimilor sinusoidale la intrare.

Considerînd ecuațiile deplasării pentru cele șase servosisteme și dezvoltînd în serie termenul exponențial (anexa 3), expresiile obținute pentru parabola de frinare demonstrează că în cazul unor valori mici ale intervalelor de timp se poate neglija termenul pătratic, relația obținută reprezentînd o dreaptă.

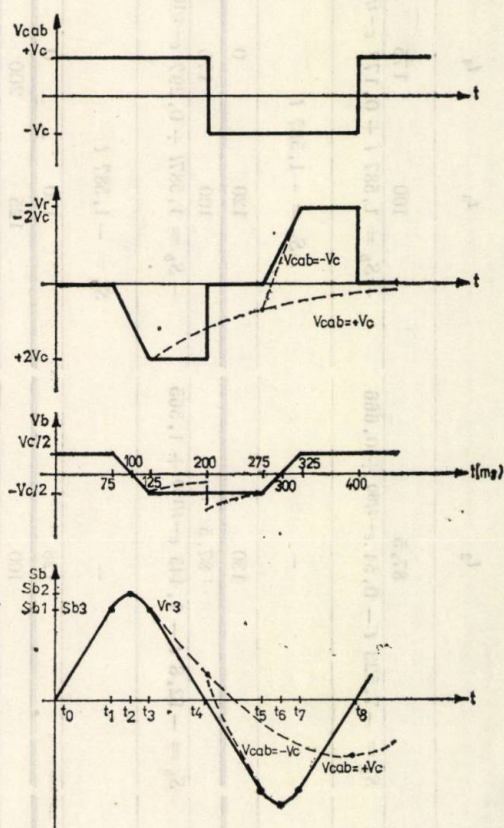


Fig. 2

Tabelul 2

Servosistem	1	2	3	4	5	6
v_c , m/s	3,175	3,175	3,175	12,065	14	10,9
ΩR , m/s	18,22	28,99	53,2	53,2	28,99	53,2
τ , ms	60	100	400	400	150	500

În cazul servosistemelor 4, 5 și 6 vitezele de cabestan considerate reprezintă maximum posibil pentru menținerea buclei în coloană în prima semiperioadă. În tabelul 3 se prezintă

În tabelul 4 se prezintă ecuațiile analitice ale parabolilor de accelerare și coordonatele punctelor extreme pentru cele șase cazuri de funcționare.

t	0	t_1	t_2	t_3	t_4	
Servo 1	$t(\text{ms})$	0	75	87,5	100	175
$V_c = 3,175 \text{ m/s}$	Ecuția exactă	$S_b = 1,587 t$	$S_b = -7,523 t - 0,54 e^{-t/60} + 0,666$	$-S_b = 1,587 t + 0,177 e^{-t/60} - 0,057$		$T_1 = 350 \text{ ms}$
$V_{r_3} = 5,92 \text{ m/s}$	Ecuția aproximată	—	—	$S_b = -1,587 t$		$A_1 = 130 \text{ mm}$
	$S_b(\text{mm})$	0	120	130	120	0
Servo 2	$t(\text{ms})$	0	75	87,5	100	175
$V_c = 3,175 \text{ m/s}$	Ecuția exactă	$S_b = 1,587 t$	$S_b = -12,8 t - 1,445 e^{-t/100} + 1,565$	$-S_b = 1,587 t + 0,297 e^{-t/100} - 0,177$		$T_2 = 330 \text{ ms}$
$V_{r_3} = 5,94 \text{ m/s}$	Ecuția aproximată	—	—	$S_b = -1,587 t$		$A_2 = 128 \text{ mm}$
	$S_b(\text{mm})$	0	120	128	120	0
Servo 3	$t(\text{ms})$	0	75	100	125	200
$V_c = 3,175 \text{ m/s}$	Ecuție exactă	$S_b = 1,587 t$	$S_b = -25 t - 10,64 e^{-t/400} + 10,76$	$-S_b = 1,587 t + 1,244 e^{-t/400} - 1,124$		$T_3 = 400 \text{ ms}$
$V_{r_3} = 6,22 \text{ m/s}$	Ecuție aproximată	—	—	$S_b = -1,587 t$		$A_3 = 140 \text{ mm}$
	$S_b(\text{mm})$	0	120	140	120	0
Servo 4	$t(\text{ms})$	0	20	120	220	240
$V_c = 12,065 \text{ m/s}$	Ecuție exactă	$S_b = 6,035 t$	$S_b = -20,56 t - 10,64 e^{-t/400} + 10,76$	$-S_b = 6,035 t + 4,18 e^{-t/400} - 0,406$		$T_4 = 480 \text{ ms}$
$V_{r_3} = 20,9 \text{ m/s}$	Ecuție aproximată	—	—	$S_b = -6,035 t$		$A_4 = 420 \text{ mm}$
	$S_b(\text{mm})$	0	120	420	120	0
Servo 5	$t(\text{ms})$	0	17,5	117,5	217,5	230
$V_c = 14 \text{ m/s}$	Ecuție exactă	$S_b = 7t$	$S_b = -7,5 t - 2,175 e^{-t/150} + 2,295$	$-S_b = 7 t + 1,5 e^{-t/150} - 1,38$		$T_6 = 460 \text{ ms}$
$V_{r_3} = 21,35 \text{ m/s}$	Ecuție aproximată	—	—	$S_b = -7 t$		$A_6 = 420 \text{ mm}$
	$S_b(\text{mm})$	0	120	420	120	0
Servo 6	$t(\text{ms})$	0	22,5	137,5	252,5	275
$V_c = 10,9 \text{ m/s}$	Ecuție exactă	$S_b = 5,45 t$	$S_b = -21,1 t - 13,3 e^{-t/500} + 13,442$	$-S_b = 5,45 t + 4,9 e^{-t/500} - 4,78$		$T_8 = 550 \text{ ms}$
$V_{r_3} = 19,6 \text{ m/s}$	Ecuție aproximată	—	—	$S_b = -5,45 t$		$A_8 = 420 \text{ mm}$
	$S_b(\text{mm})$	0	120	420	120	0

Tabelul 4

Servo	Ecuția deplasării la accelerare	t_2 , ms	s_b , mm
1	$t^2 - 0,02 t + 0,013 s_b = 0$	10,45	8,3
2	$t^2 - 0,02 t + 0,013 s_b = 0$	10,95	8,7
3	$t^2 - 0,047 t + 0,03 s_b = 0$	23,5	18,9
4	$t^2 - 0,19 t + 0,03 s_b = 0$	95	273
5	$t^2 - 0,14 t + 0,02 s_b = 0$	70	250
6	$t^2 - 0,2 t + 0,037 s_b = 0$	100	279

În tabelul 5 se prezintă ecuațiile parabolilor de frinare, calculate conform anexei 3, ca și ecuațiile dreptelor obținute prin neglijarea termenului pătratic, comparate cu ecuațiile approximate din tabelul 3.

Tabelul 5

Servo	Ecuția deplasării la frinare	Ec. prin neglijare	Ec. aproximată
1	$t^2 - 0,06 t - 0,037 s_b = 0$	$s_b = -1,62 t$	$s_b = -1,587 t$
2	$t^2 - 0,1 t - 0,063 s_b = 0$	$s_b = -1,587 t$	$s_b = -1,587 t$
3	$t^2 - 0,4 t - 0,25 s_b = 0$	$s_b = -1,6 t$	$s_b = -1,587 t$
4	$t^2 - 0,4 t - 0,066 s_b = 0$	$s_b = -6,06 t$	$s_b = -6,032 t$
5	$t^2 - 0,15 t - 0,02 s_b = 0$	$s_b = -7,5 t$	$s_b = -7 t$
6	$t^2 - 0,5 t - 0,09 s_b = 0$	$s_b = -5,55 t$	$s_b = -5,45 t$

Se observă o bună concordanță a ecuațiilor, în condițiile unor intervale de timp de parcurgere a domeniului de echilibru mai mici decât constantele de timp de răspuns ale servosistemelor, justificându-se astfel aproximațiile introduse și concluzia că semnalul la intrarea releului are o variație sinusoidală în timp.

3. Mărimea la intrarea releului

Pentru determinarea exactă a mărimii la intrarea releului s-a realizat un program de simulare pe calculator a funcționării reale a servosistemului [6]. Astfel, s-au considerat trei tipuri de secvențe de comenzi ale motorului de cabestan, considerate cazurile cele mai defavorabile din punct de vedere a stabilității servosistemului de role. În primul caz se comandă oprirea bruscă a cabestanului când bucla revine

în zona de echilibru, iar în momentul în care aceasta ajunge în mijlocul zonei, cabestanul este comandat în sens invers (fig. 3).

În al doilea caz se inversează sensul de rotație a cabestanului în momentul în care bucla atinge mijlocul zonei de echilibru (fig. 4). În acest caz este posibil ca bucla să nu ajungă în mijlocul zonei, fiind din nou scoasă din coloană de către cabestan. Pentru aceste servosisteme (fig. 4 a), inversarea sensului de rotație a cabestanului se produce în momentul frinării complete a buclei pe parcursul zonei de echilibru, de fapt, la atingerea unei viteze egale cu 10% din viteza inițială la intrarea în zonă.

În cel de al treilea caz, inversarea sensului de rotație a cabestanului se produce la intrarea

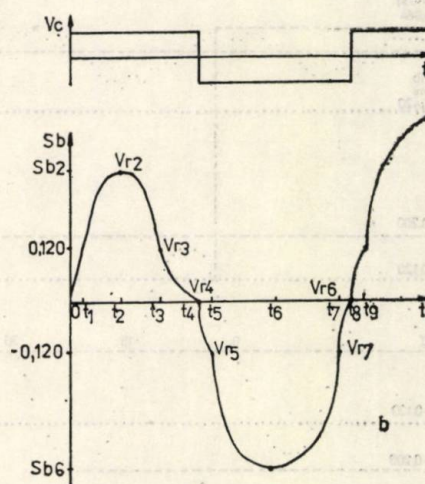


Fig. 4 b

buclei în zona de echilibru (fig. 5). Acesta este, evident, cazul cel mai defavorabil, peste deplasarea buclei datorită inerției motorului de rolă, suprapunându-se deplasarea în același sens datorată cabestanului.

Variația în timp a deplasării buclei în coloană $s_b(t)$ este în toate cazurile o funcție periodică formată din segmente de parabolă. În general, o funcție sinusoidală de timp poate fi aproximată pe intervale scurte de timp prin parabole. Eroarea acumulativă nu este mare și se poate elimina prin impunerea condiției ca

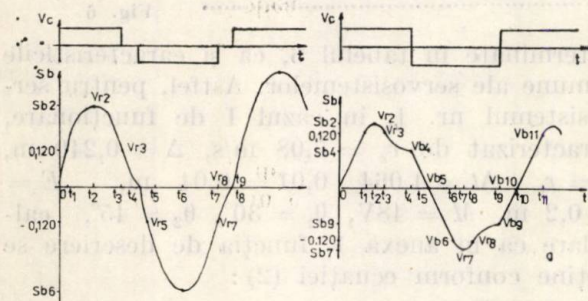


Fig. 3

Fig. 4 a

parabolele să aibe extremitățile pe sinusoidă [7]. Mărirea la intrarea releului este sinusoidală, cu perioada și amplitudinea determinate cu o eroare neglijabilă.

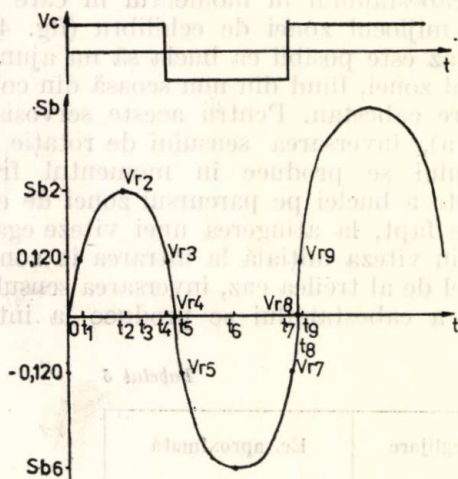


Fig. 5

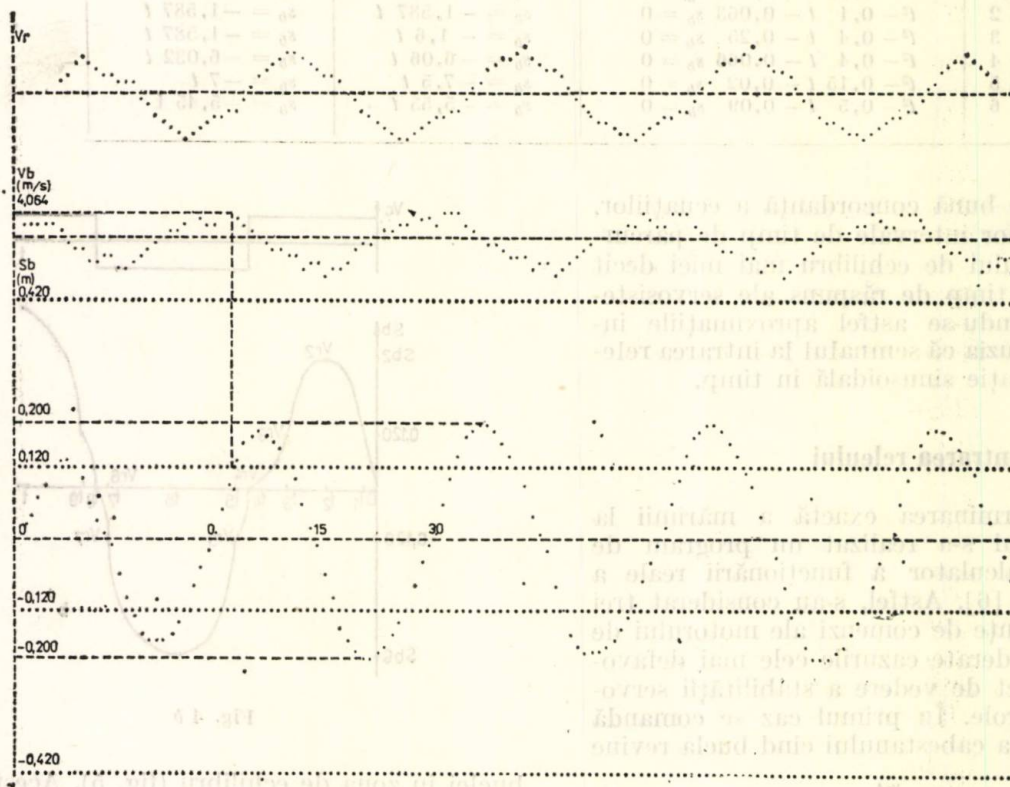


Fig. 6

Programul a fost rulat pentru cele șase servosisteme din tabelul 2 pentru patru viteze standard de cabestan: 1,905 m/s, 3,175 m/s, 3,81 m/s și 0,58 m/s. În figura 6 se prezintă imprimanta cu variațiile în timp ale vitezei rolei v_r , vitezei buclei v_b și deplasării buclei s_b în cazul servosistemului nr. 1, pentru viteza de cabestan $v_c = 5,08$ m/s și în cazul I de funcționare. Avînd în vedere scara de timp de 10 ms rezultă o perioadă de 300 ms și o amplitudine de 200 mm

a variației sinusoidale în timp a deplasării buclei în coloana cu vacuum.

În tabelul 6 sînt prezentate perioadele și amplitudinile mărimilor sinusoidale la intrarea releului pentru cele șase servosisteme considerate. Se propune un criteriu de stabilitate pentru servosistemul de role, considerînd sistemul instabil dacă nu menține bucla în coloană, semistabil dacă o menține minimum două perioade, stabil pentru patru perioade, și absolut stabil pentru mai mult de patru perioade. Criteriul se justifică prin faptul că o funcționare conform celor trei cazuri analizate poate apare printr-o coincidență extrem de rară, majoritatea operațiilor executate de unitatea de bandă magnetică implicînd servosistemului un răspuns clasic la funcția treaptă.

4. Funcția de descriere a releului

Funcția de descriere a releului cu zonă de insensibilitate și histeresis se poate determina considerînd parametrii mărimilor la intrare

determinate în tabelul 6, ca și caracteristicile comune ale servosistemelor. Astfel, pentru servosistemul nr. 1, în cazul I de funcționare, caracterizat de $v_c = 5,08$ m/s, $\Delta = 0,240$ m, $h = v_b \cdot \Delta t = 4,064 \cdot 0,01 = 0,04$ m, $E = 0,2$ m, $M = 48$ V, $\theta_1 = 30^\circ$, $\theta_2 = 45^\circ$, calculate ca în anexa 1, funcția de descriere se obține conform ecuației (2):

$$K = 240,3 + 31,62 j. \quad (8)$$

Tabelul 6

Nr. servo	Caracteristici		Semnal intrare releu	Caz I				Caz II				Caz III				Observații
				v_c , m/s				v_c , m/s				v_c , m/s				
	ΩR	τ		1,905	3,175	3,81	5,08	1,905	3,175	3,81	5,08	1,905	3,175	3,81	5,08	
1	18,22 m/s	60 ms	T_1 ms A_1 mm	425 124	300 144	275 154	300 200	480 125	360 132	340 146	350 175	300 126	250 147	240 161	320 221	Absolut stabil
2	28,99 m/s	100 ms	T_2 ms A_2 mm	300 130	265 180	280 206	380 327	500 125	400 142	320 135	400 204	220 122	280 224	300 248	400 352	Absolut stabil
3	53,2 m/s	400 (ms)	T_3 ms A_3 mm	460 367	—	—	—	400 312	—	—	—	420 330	—	—	—	Utilizabil doar la 1,905 m/s
4	18,22 m/s	100 (ms)	T_4 ms A_4 mm	900 152	700 197	880 260	1120 330	520 122	420 145	450 181	530 234	300 138	380 230	450 285	620 400	Absolut stabil
5	28,99 m/s	150 (ms)	T_5 ms A_5 mm	925 270	880 303	1000 375	—	500 130	430 154	470 180	580 276	300 190	400 303	500 404	—	Stabil cu excepția
6	53,2 m/s	500 (ms)	T_6 ms A_6 mm	460 364	—	—	—	540 389	—	—	—	460 360	—	—	—	5,08 m/s Instabil

Similar se pot calcula funcțiile de descriere a neliniarităților din toate servosistemele, în cele trei cazuri de funcționare și pentru patru viteze de cabestan. În figura 7 se prezintă variațiile în timp ale mărimilor la intrarea și ieșirea releului în cazul considerat.

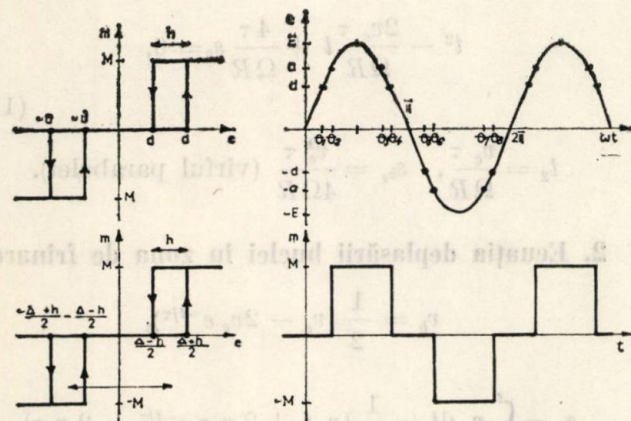


Fig. 7

5. Concluzii

Servosistemul de role este un sistem neliniar de ordin II, cu o neliniaritate tip releu cu zonă de insensibilitate și histerezis, reprezentată de schema de comandă și puntea de redresare cu tiristoare. Mărimea la intrare a releului este deplasarea buclei în coloană, având o variație sinusoidală în timp, cu amplitudinea și perioada cunoscute, iar mărimea la ieșire este o succesiune periodică de impulsuri dreptunghiulare ale tensiunii de comandă a motorului de rolă. Cu aceste date se pot determina funcțiile de descriere ale releelor pentru cele 6 servosisteme în 12 cazuri de funcționare. Criteriul de stabilitate propus se verifică cu criteriul utilizând func-

ția de descriere. Capacitatea servosistemului de role de a menține bucla în coloană poate fi crescută prin mărirea zonei de insensibilitate și reducerea histerezisului releului, deci prin creșterea dimensiunilor domeniului de echilibru al coloanei și micșorarea întârzierii în răspuns a servosistemului.

ANEXA 1

Funcția de descriere a releului

$$\theta_1 = \arcsin \frac{d}{E} = \arcsin \frac{\frac{\Delta - h}{2}}{E},$$

$$\theta_2 = \arcsin \frac{a}{E} = \arcsin \frac{\frac{\Delta + h}{2}}{E}.$$

$$\theta_3 = \pi - \theta_2; \theta_5 = \pi + \theta_1; \theta_7 = 2\pi - \theta_2,$$

$$\theta_4 = \pi - \theta_1; \theta_6 = \pi + \theta_2; \theta_8 = 2\pi - \theta_1,$$

$$e = E \sin \omega t = E \sin \theta,$$

$$K = g(E) + jb(E) = \frac{1}{\pi E} \int_0^{2\pi} f(e) \sin \theta d\theta +$$

$$+ \frac{j}{\pi E} \int_0^{2\pi} f(e) \cos \theta d\theta,$$

$$g(E) = \frac{1}{\pi E} \int_{\theta_2}^{\theta_4} M \sin \theta d\theta + \frac{1}{\pi E} \int_{\theta_6}^{\theta_8} (-M) \sin \theta d\theta =$$

$$= \frac{1}{\pi E} \int_{\theta_2}^{\pi - \theta_1} M \sin \theta d\theta + \frac{1}{\pi E} \int_{\pi + \theta_2}^{2\pi - \theta_1} (-M) \sin \theta d\theta =$$

$$= \frac{2}{\pi E} \int_{\theta_2}^{\pi - \theta_1} M \sin \theta d\theta = \frac{2M}{\pi E} (\cos \theta_1 + \cos \theta_2),$$

$$\begin{aligned}
 b(E) &= \frac{1}{\pi E} \int_{\theta_2}^{\theta_1} M \cos \theta \, d\theta + \\
 &+ \frac{1}{\pi E} \int_{\theta_0}^{\theta_2} (-M) \cos \theta \, d\theta = \\
 &= -\frac{2M}{\pi E} \int_{\theta_2}^{\pi-\theta_1} M \cos \theta \, d\theta = \\
 &= -\frac{2M}{\pi E} (\sin \theta_1 - \sin \theta_2),
 \end{aligned}$$

$$K = \frac{2M}{\pi E} [(\cos \theta_1 + \cos \theta_2) + j(-\sin \theta_1 + \sin \theta_2)].$$

ANEXA 2

1. Expresia constantei de timp de accelerare

$$\begin{aligned}
 Y_M(s) &= \frac{1}{1 + s \tau_m} \frac{K_E}{K_E}, \\
 \tau_m &= \frac{RJ}{K_E K_T} = \frac{RJ}{K_E^2}, \\
 &\text{(constanta de timp de accelerare a motorului de rolă).} \quad (1)
 \end{aligned}$$

2. Expresia constantei de timp de frinare

$$\begin{aligned}
 W &= \frac{J \Omega^2}{2}, \\
 &\text{(energia motorului de rolă),} \\
 P &= J \Omega \frac{d\Omega}{dt}, \\
 &\text{(puterea dezvoltată de motorul de rolă),} \\
 P_d &= \frac{U^2}{R} = \frac{\Omega^2 K_E^2}{R}, \\
 &\text{(puterea disipată la frinare),} \\
 -J \Omega \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{\Omega^2 K_E^2}{R}, \\
 &\text{(conservarea puterilor),} \\
 \frac{d\Omega}{\Omega} &= -\frac{K_E^2}{RJ} dt; \quad \ln \Omega = -\frac{K_E^2}{RJ} t + C, \\
 \Omega &= e^{-\frac{t}{RJ/K_E^2} + C} = \Omega_0 e^{-\frac{t}{\tau_0}}, \\
 \tau_0 &= \frac{RJ}{K_E^2} = \frac{RJ}{K_E K_T}, \\
 &\text{(constanta de timp de frinare, a motorului de rolă)} \quad (2)
 \end{aligned}$$

$$\Omega_0 = e^C = \frac{V_{r_3}}{R},$$

$$\Omega = \frac{V_{r_3}}{R} e^{-t/\tau_0}; \quad V_r = V_{r_3} e^{-t/\tau_0}.$$

NOTA: la valoarea constantei de timp de răspuns a motorului din (1) și (2) se adaugă constantele de timp de răspuns datorate inerției butucului rolei și rolei, rezultând pentru servosistem valorile experimentale din tabelul 1.

ANEXA 3

1. Ecuația deplasării buclei în zona de accelerare

$$\begin{aligned}
 v_b &= \frac{1}{2} [v_c - \Omega R(1 - e^{-t/\tau})], \\
 s_b &= \int_0^t v_b \, dt = \frac{1}{2} [(v_c - \Omega R)t - \Omega R \tau e^{-t/\tau} + \Omega R \tau], \\
 e^{-x} &= 1 - \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} - \dots \\
 s_b &= \frac{1}{2} \left(v_c t - \Omega R t - \Omega R \tau + \Omega R t - \right. \\
 &\quad \left. - \frac{\Omega R}{2\tau} t^2 + \Omega R \tau \right), \\
 t^2 - \frac{2v_c \tau}{\Omega R} t + \frac{4\tau}{\Omega R} s_b &= 0, \quad (1)
 \end{aligned}$$

$$t_2 = \frac{v_c \tau}{\Omega R}, \quad s_{b_2} = \frac{v_c^2 \tau}{4\Omega R} \quad (\text{virful parabolei}).$$

2. Ecuația deplasării buclei în zona de frinare

$$\begin{aligned}
 v_b &= \frac{1}{2} (v_c - 2v_c e^{-t/\tau}), \\
 s_b &= \int_0^t v_b \, dt = \frac{1}{2} (v_c t + 2v_c \tau e^{-t/\tau} - 2v_c \tau), \\
 e^{-x} &= 1 - \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} - \dots, \\
 s_b &= \frac{1}{2} \left((v_c t + 2v_c \tau - 2v_c t + \frac{v_c}{\tau} t^2 - 2v_c \tau) \right), \\
 t^2 - \tau t - \frac{2\tau}{v_c} s_b &= 0, \quad (2) \\
 t_0 &= \frac{\tau}{2}, \quad s_{b_0} = -\frac{v_c \tau}{8} \quad (\text{virful parabolei}).
 \end{aligned}$$

NOTĂ: Pentru ecuațiile (1) și (2) s-a considerat originea spațiului pe axa timpului. Pentru calculul punctelor extreme se introduc și valorile spațiului rezultat din mișcarea precedentă, conform tabelului 4.

Bibliografie

- Bibliografie**
- [1] *Avramescu, A., Popescu, Gr., Nisipeanu, N. ș.a.* Echipamentele periferice ale calculatoarelor numerice. București, Ed. tehnică, 1970.
- [2] *Balter, H., Ciureanu, P., Darie, R.* Servosistem de role pentru deruloare de viteză mare. Comunicare la sesiunea I.T.C., București, 23—25 mai 1978.
- [3] *Ciureanu, P.* Considerente de stabilitate în realizarea unui sistem de reglare automată a poziției buclor tampon pentru un derulor de bandă magnetică. În: E.E.A., Automatica și electronica, nr. 1, martie 1976, p. 19—27.
- [4] *Kuo, B.* Analysis and synthesis of sampled data control systems. Prentice Hall Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1966.
- [5] *Gibson, J. E.* Nonlinear automatic control. Mc Graw Hill, N. Y., 1963.
- [6] *Ciureanu, P., Balter, H., Nisipeanu, N.* Servosistem de poziție simulat pe calculator. Comunicare la sesiunea I.P.A., București, 22—23 mai 1980.
- [7] *Seim, T. A.* Applying microprocessors to machine tool controller design, part. 2. Computer Design, aprilie 1980, p. 90—96.

- [4] Kuo, B. Analysis and synthesis of sampled data control systems. Prentice Hall Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1969.
- [5] Găvruta, A. Nonlinear automatic control. Mc Graw Hill, N. Y., 1963.
- [6] Găvruta, A., Baber, R., Vălcovici, V. Sisteme de control automat pe calculator. Comunicare la sesiunea I.T.C. București, 22-23 mai 1980.
- [7] Zeman, T. A. Application microprocessors to machine tool control systems. Part 2. Computer Design, aprilie 1980, p. 90-99.

- [1] Găvruta, A., Baber, R., Vălcovici, V. Sisteme de control automat pe calculator. Comunicare la sesiunea I.T.C. București, 22-23 mai 1980.
- [2] Baber, R., Găvruta, A., Vălcovici, V. Sisteme de control automat pe calculator. Comunicare la sesiunea I.T.C. București, 22-23 mai 1980.
- [3] Găvruta, A. Considerații de sinteză în realizarea unui sistem de reglare automată a poziției buclei lanțului de comandă. În: E.E.A., Automatizarea și electronică, nr. 1, martie 1978, p. 19-27.

Indicații redacționale

Manuscrisele trimise spre publicare se organizează în două dosare separate: text și figuri. Tot materialul se trimite în două exemplare, original și copie carbon sau xerox.

Textul lucrării se compune din părțile specificate în continuare: acestea, urmând drumuri diferite în tipografie, se scriu fiecare pe pagini separate.

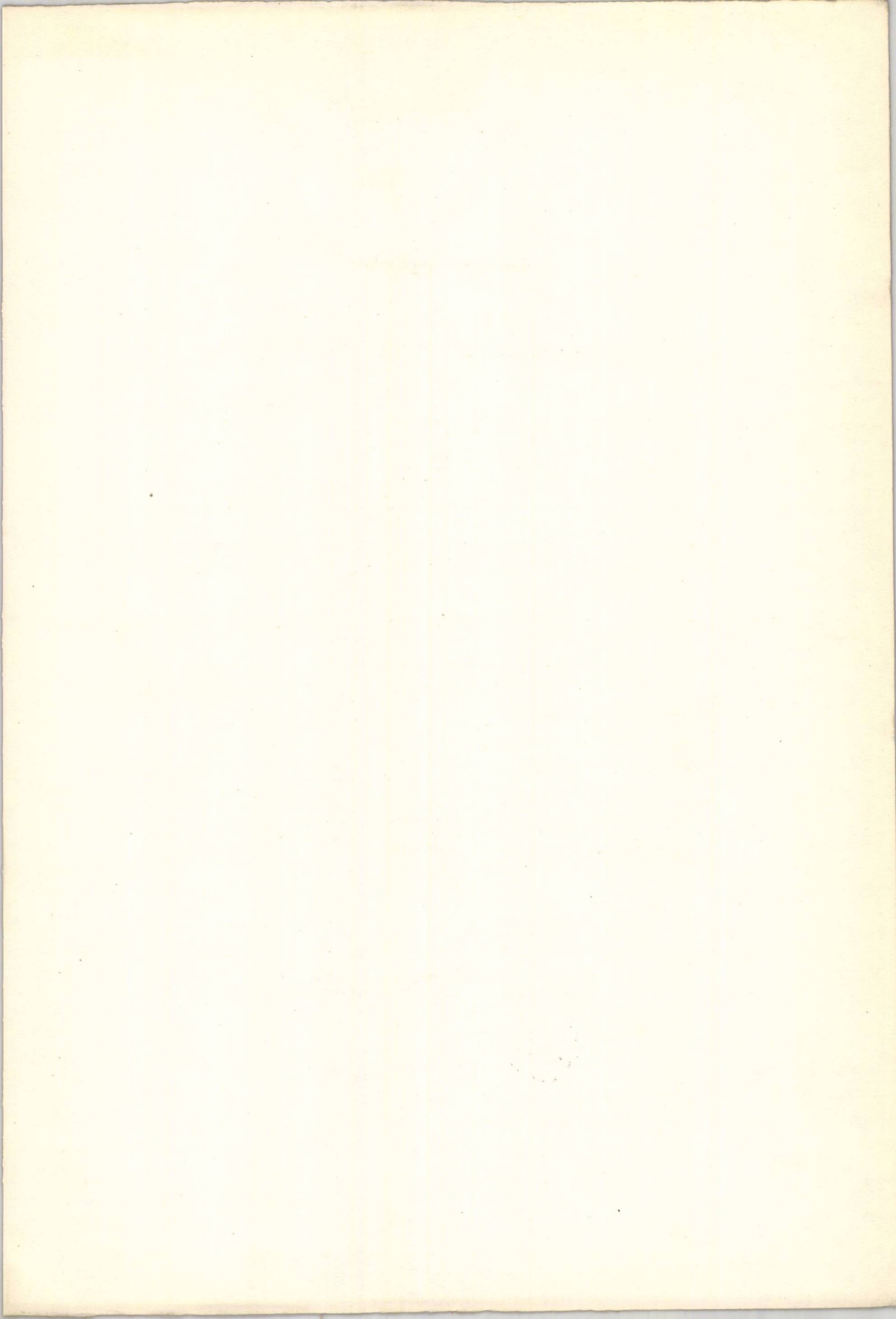
- Titlul, numele autorilor, adresele autorilor, rezumat scurt (maximum 30 cuvinte), cuvinte-cheie (maximum 3) și cod de clasificare zecimală (CZ), funcția și locul de muncă ale autorilor — totul pe o singură pagină dactilografiată la două rânduri.
- Textul de bază — maximum 15 pagini dactilografiate pe o singură față a hîrtiei (format A 4), la două rânduri. Locul figurilor în text (pentru tipărire) se marchează pe marginea din stînga a hîrtiei, prin scrierea numărului de ordine al acestora. Referirile bibliografice se fac în paranteze drepte, în ordinea apariției în text. Macheta sistematizării textului de bază este următoarea: Introducere; 1. Capitol; 2. Capitol, ..., n. Concluzii; Anexe; Bibliografie.
- Bibliografia — pe pagină separată, dactilografiată la două rânduri, cu numerotare în ordinea referiri în text și cu respectarea formatului de mai jos (exemple pentru articol de revistă, carte și teză de doctorat).
 - [1] Vladimirescu, A. Calculator Aided Design of MOS Integrated Circuits. În: IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-10, nr. 3, 1975, p. 151-160.
 - [2] Bulucea, C., Vais, M. și Profeta, H. Circuite integrate liniare. București, Editura tehnică, 1976.
 - [3] Rusu, A. Teză de doctorat, Institutul politehnic-București, 1975.
- Legende la figuri — pe pagină, separată dactilografiată la două rânduri.

Figurile lucrării, în număr de maximum 10 bucăți, la maximum de pagini text, se desenează și se scriu în tuș, pe calc, cu respectarea STAS-urilor în vigoare. Redacția revistei nu mai face nici o prelucrare a desenelor originale, ele fiind reproduse fotografic, cu coeficienți de reducere între 0,4 și 0,8. Autorii sînt rugați să țină seama de această reducere la confecționarea desenului original, care nu trebuie să depășească însă formatul A4; în mod special se așteaptă atenția asupra scrisului pe figuri care, pentru cea mai bună prezentare a lucrării, se așteaptă să fie făcut cu șablonul de 3,5 mm (corespunzător coeficientului de reducere 0,4). Imprimările de calculator și fotografiile (oscilogramme, microfotografii etc.) trebuie să fie de mare claritate și contrast, ele urmînd a fi prelucrate fără retușare în tipografie.

★

Autorii sînt rugați să acorde o atenție deosebită clarității întregii lucrări. Ei trebuie să aibă tot timpul în minte faptul că dificultățile subiectului tratat îi pun probleme, oricum, cititorului, astfel că este de datoria lor să nu îi solicite acestuia efort suplimentar pentru descifrarea unei lucrări greoaie sau confuze etc.





1901 SEP 21

E 2040

REFERALVA



V. Ch.

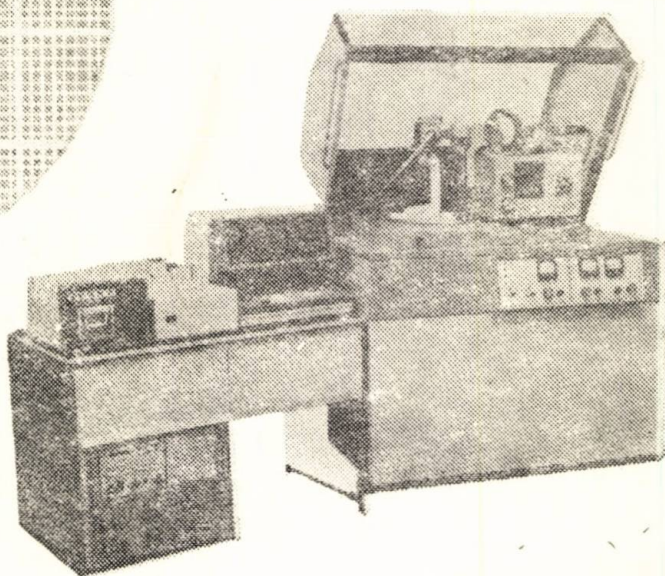
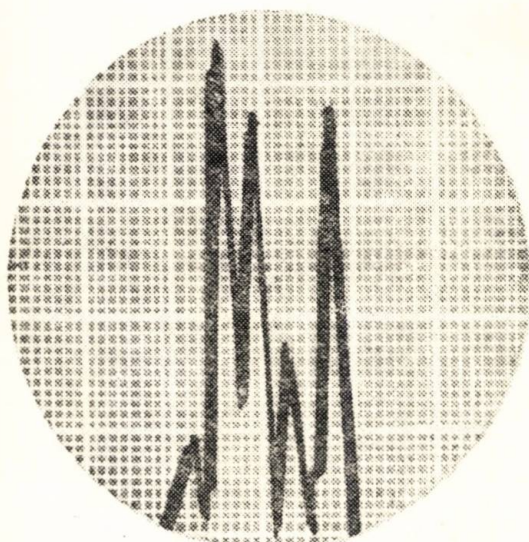
Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 25 • Nr. 3 • SEPTEMBRIE 1981

Difractometre universale DRON—3

și DRON—UM1

*pentru o vastă gamă de
analize cu raze X a di-
feritelor materiale.*



**Aceste aparate se remarcă prin înaltă precizie
de măsurare a unghiurilor de difracție.**

Spre deosebire de DRON—3 este o instalație automatizată,
diffractometrul DRON — UM1 comandată printr-un ansamblu
de calcul:

ISKRA

Principalele caracteristici tehnice:

Eroarea de măsură a unghiurilor de difracție, grade... $\pm 0,005$.	Eroarea dată de instrumente la măsurarea vitezei de înregistrare a impulsurilor, %... max 0,5.
---	--

Pentru orice relații adresați-vă la:

 **Techsnabexport**
USSR MOSCOW

PUBLICOM

32/34, Smolenskaya—Sennaya
121200 Moscova, URSS

Tel. 244—32—85
Telex: 411328 TSE SU

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 25

Nr. 3

septembrie 1981

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 658.562:621.39

SISTEME SOFTWARE
FIABILITATE PROGRAME DE CALCUL

Lăzăroiu, D.F., Stăicuț, E.: Metode pentru creșterea fiabilității software-ului.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep 1981, p. 91

Sistemele software mari prezintă erori, existind oricând cazuri speciale care nu pot fi luate în considerație la testare. Lucrarea prezintă câteva metode utilizate pentru creșterea fiabilității unui program, cu exemplificare în cazul particular al unui nod de comunicație de la o rețea de calculatoare.

CZ 621.3.013.

TRANZISTOR VMOS
MODELARE

Bădîlă, M., Rusu, A.: Modelarea caracteristicilor tranzistoarelor VMOS de putere.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep 1981, p. 96

Se determină numeric caracteristicile I—V la un tranzistor VMOS, luînd în considerație forma complexă a profilului de impurități în condițiile utilizării aproximației graduale. Calculul realizat printr-o metodă cvasibidimensională ține cont de efectul de canal scurt și de dependența mobilității purtătorilor de cimpul electric transversal. Compararea rezultatelor obținute cu datele experimentale determinate pe un dispozitiv de test evidențiază corectitudinea algoritmului de calcul propus.

CZ 621.3.013

TIRISTOARE
di/dt

Silard, A. ș.a.: Circuit de forță pentru generarea cu un consum redus de energie a semnalelor de curent cu un front rapid de creștere.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep 1981 p. 99

Se prezintă un circuit de forță original pentru generarea cu un consum redus de energie a semnalelor de curent cu un front rapid de creștere ($\leq 800 \text{ A}/\mu\text{s}$).

CZ 615.47.

MONITOR DE TEMPERATURĂ
CONVERTOR ANALOG-NUMERIC
TERMISTOR

Bobireă, D.: Monitor de temperatură medical cu afișare numerică.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep. 1981, p. 103

Articolul prezintă un monitor de temperatură medical, funcționînd cu sonde interșanjabile cu termistor, capabil să măsoare temperatura în domeniul $+22...+42^\circ\text{C}$ cu o eroare maximă de $\pm 0,2^\circ\text{C}$ și să elaboreze un semnal de alarmă la ieșirea valorii curente a temperaturii dintr-un domeniu determinat prin limite superioară și inferioară care pot fi prestabilite numeric cu comutatoare decadică.

CZ 621.317.32; 621.389

CONVERSIE ANALOG-NUMERICĂ
REȚEA R-2R

Năfornîță, I., Budura, G.: O modalitate de reducere a duratei de operare a convertoarelor analog-numerice cu rețea R-2R.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep 1981, p. 107

În articol se tratează o nouă modalitate de operare pentru CAN cu rețea R-2R ce reduce durata conversiei. Se propune și o schemă pentru generarea secvenței de operare adecvate.

CZ 621.317. 39

CONVERSIE PUTERE-NUMĂR

Stoica, V.: Metode noi de conversie putere-număr.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep 1981, p. 110

Se prezintă două metode noi de conversie a puterii în număr.

CZ 621.55.621.38

TEHNICA DIGITALĂ
PROCESE TERMICE
SEMNAL UNIFICAT

Nitu, C., Weintraub, V.: Programatorul numeric ELX 732 A.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep 1981, p. 113

Se prezintă un aparat destinat furnizării unui semnal de referință variabil în timp, utilizabil în reglarea cu mare precizie a proceselor termice relativ lente.

CZ 681.325.652

CIRCUITE INTEGRATE DIGITALE
SIMBOLURI
CONVENȚII

Drăghici, I., Iacob, Al.: Simboluri și convenții pentru circuite logice.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep 1981, p. 117

Se prezintă diferite sisteme de simboluri (românesc, american, CAER și recomandările CEI) pentru circuite integrate digitale SSI și MSI, unele simplificări ale schemelor logice rezultate din teoremele algebrei logicii precum și convențiile pentru reprezentarea diagramelor de timp. Se dau exemple pentru desenarea corectă a schemelor logice.

CZ 621.317

MICROPROCESOR
TESTARE FUNCȚIONALĂ
MICROPROGRAMARE

Ștefan Denisa: Testarea funcțională a microprocesoarelor.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep 1981, p. 126

Lucrarea își propune prezentarea unui procedeu simplu și ieftin pentru testarea microprocesoarelor. Metoda propusă poate asigura o testare sigură și completă, în timp real, prin folosirea unui sistem de testare destinat, în special, testării unor dispozitive cu structură simplă (memorii, registre) și construirea unei interfețe specializate, adecvate microprocesorului ce se testează.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. S. CALIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGANESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUȚ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULET; ing. M. SÎRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TANĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 658.562:621.39

СИСТЕМЫ SOFTWARE НАДЕЖНОСТЬ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ ПРОГРАММЫ

Лазарю, Д. Ф., Стэйкуц, Е.: Методы повышения надежности soft-ware-a.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep 1981, p. 91

Крупные системы soft-ware включают погрешности, вследствие наличия особых случаев, которые не могут быть учтены при наладке.

Работа представляет несколько методов, используемых для повышения надежности программы, с приведением примера частного случая узла связи от сети вычислительной машины.

УДК 621.385

ТРАНЗИСТОР VMOS МОДЕЛИРОВАНИЕ

Бэдиль, М., Русу, А.: Моделирование характеристик мощных транзисторов VMOS.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep 1981, p. 96

Членно определяются характеристики I—V транзистора VMOS имея в виду комплексную форму профили загрязнений в условиях градуированного приближения. Расчёт, реализованный при помощи квазидвухразмерного метода, имеет в виду эффект короткого канала и завись мобильности носителей электрического поперечного поля. Сравнение полученных результатов с экспериментальными данными, определённых на одном приспособлении тестирования выявляет правильность алгоритма этого расчёта.

УДК 621.3.013

ТИРИСТОРЫ di/dt

Силард, А. и др.: Силовая цепь для генерирования с пониженным расходом энергии сигналов тока с фронтом быстрого роста.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep 1981, p. 99

В работе представляется оригинальная силовая цепь для генерирования с пониженным расходом энергии сигналов тока с фронтом быстрого роста ($\leq 800 \text{ A}/\mu\text{сек}$).

УДК 615.47

МОНИТОР ТЕМПЕРАТУРЫ АНАЛОГОВО-ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРА- ЗОВАТЕЛЬ ТЕРМИСТОР

Бобирка, Д.: Медицинский монитор температуры с цифровым афишированием.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep 1981, p. 103

Статья представляет медицинский монитор температуры, работающий с взаимозаменяемыми вондами с термистором, способный измерять температуру в диапазоне $+22 \dots +42^\circ\text{C}$ с максимальной погрешностью $\pm 0,2^\circ\text{C}$, а также производить предупреждающий сигнал при выходе соответственной величины температуры из рамок области, определенной высшими и низшими пределами, которые могут быть предварительно численно определены декадным переключателем.

УДК 621.317.32;621.389

АНАЛОГОВО-ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРА- ЗОВАНИЕ ЦЕПЬ R-2 R

Нафорниця, И., Будура, Г.: Способ сокращения продолжительности операции аналогово-цифровых преобразователей с цепью R-2R.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep 1981, p. 107

В статье представлен новый способ операций для аналогово-цифрового преобразователя с цепью R-2R,

сокращающий продолжительность преобразования. Предлагается и схема для генерирования последовательности целесообразной операции.

УДК 621.317.39

ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ МОЩНОСТИ

Стойка, В.: Новые методы цифрового преобразования мощности.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep 1981, p. 110

Представляются два новых метода цифрового преобразования мощности.

УДК 621.55:621.38

ЦИФРОВАЯ ТЕХНИКА ТЕРМИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ УНИФИЦИРОВАННЫЙ СИГНАЛ

Ниту, К., Вейнтрауб, В.: Цифровой программатор ELX 732 A.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep 1981, p. 113

Представляется аппарат, предназначенный производству исходного сигнала, изменяемого во времени, применяемого для регулирования с большой точностью термических медленных процессов.

УДК 681.325.652

ЦИФРОВАЯ ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА СИМВОЛЫ УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

Драгич, И., Якоб, Ал. Символы и условные обозначения для логических схем.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep 1981, p. 117

Представлены различные системы условных обозначений (румынские, американские, СЭВ и рекомендации МЭК) для цифровых интегральных схем SSI и MSI, некоторые упрощения логических схем, вытекающих из теорем логической алгебры, а также условные изображения временных диаграмм. Приведены примеры правильного черчения логических схем.

УДК 621.317

МИКРОПРОЦЕССОР ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ИСПЫТАНИЕ МИКРОПРОГРАММИРОВАНИЕ

Штефан Дениса: Функциональное испытание микропроцессоров.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep 1981, p. 126

В работе представляется дешёвый и простой способ испытания микропроцессоров. Предлагаемый метод может обеспечивать точное комплексное испытание, в реальное время, использованием системы испытания предназначенной в основном, для испытания приспособлений простого устройства (запоминающие и записывающие устройства) и создания специализированного интерфейса, принадлежащего испытываемому микропроцессору.

INHALT

DK 658.562:621.39

SOFTWARE — SYSTEM ZUVERLÄSSIGKEIT DER RECHENPROGRAMME

Lăzăroiu, D.F., Stăicuț, E.: Methode zur Steigerung der Software — Zuverlässigkeit.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sep 1981, p. 91

Die grossen Software-Systeme weisen Fehler auf, wobei es jederzeit Sonderfälle geben kann, die beim Testen nicht in Betracht gezogen werden können.

Die Arbeit schildert einige Methoden zur Steigerung der Zuverlässigkeit eines Programms, wobei der Sonderfall eines

Nachrichtenknotenpunktes aus einem Rechnetnetz als Beispiel angegeben wird.

DK 621.385

VMOS — TRANSISTOR GESTALTEN

Bădilă, M., Rusu, A.: Gestalten den Charakteristiken der VMOS — Leistungstransistoren.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, September 1981, S. 96

Es werden die Charakteristiken I—V bei einem VMOS-Transistor numerisch bestimmt, indem die komplexe Form des Profils der Verunreinigungen, unter den Bedingungen der Benützung der graduellen Annäherung, in Betracht gezogen wird.

Die Berechnung, die durch eine quasizweidimensionale Methode durchgeführt wurde, berücksichtigt der Kurzkanal-Effekt und die Abhängigkeit der Trager vom elektrischen Quersfeld.

DK 621.3.013

THYRISTOREN di/dt

Silard, A., u.a.: Kraftkreis zum Erzeugen bei geringem Stromverbrauch von elektrischen Signalen mit schneller Steigerungsfront.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, September 1981, S. 99

Es wird ein origineller Kraftkreis zum Erzeugen bei geringem Stromverbrauch von Stromsignalen mit schneller Steigerungsfront ($\leq 800 \text{ A}/\mu\text{s}$) vorgestellt.

DK 615.47

TEMPERATURMONITOR ANALOG-DIGITAL-WANDLER THERMISTOR

Bobîrcă, D.: Ärztlicher Temperaturmonitor mit Digitalanzeige.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, September 1981, S. 103

Der Artikel stellt einen ärztlichen Temperaturmonitor vor, der mit austauschbaren Sonden mit einem Thermistor arbeitet, der Temperaturen im Bereich $+22 \dots +42^\circ\text{C}$ mit einem Maximalfehler von $\pm 0,2^\circ\text{C}$ messen und ein Alarmsignal am Ausgang des laufenden Temperaturwertes in einem durch untere und obere Grenzen bestimmten Bereich abgeben kann, wobei die Grenzen durch einen dekadischen Schalter digital vorbestimmt werden können.

DK 621.317.32;621.369

ANALOG-DIGITALE WANDLUNG R-2R NETZ

Năfornită, I., Budura, I.: Eine Modalität zur Herabsetzung der Arbeitszeit der Analog-Digital-Wandler mit einem R-2R-Netz.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, September 1981, S. 107

Im Artikel wird eine neue Modalität zum Betrieb des Analog-Digital-Wandlers mit einem R-2R-Netz, das die Umwandlungsdauer herabsetzt, behandelt. Es wird auch eine Schaltung zum Erzeugen einer geeigneten Arbeitsfolge vorgeschlagen.

DK 621.317.39

LEISTUNGS-ZAHL-UMWANDLUNG

Stoica, V.: Neue Leistungs-Zahl-Umwandlungsmethoden.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, September 1981, S. 110

Es werden zwei neue Methoden zur Umwandlung der Leistung in eine Zahl vorgestellt.

DK 621.55;621.38

DIGITALTECHNIK THERMISCHE VORGÄNGE VEREINHEITLICHES SIGNAL

Nitu, C., Weintraub, V.: Digitaler Programmierer ELX 732 A.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, September 1981, S. 113

Es wird ein Gerät, das zum Liefern eines zeitlich gültigen Bezugssignals bestimmt ist und zur Regelung mit grosser

Genauigkeit verhältnismässig langsamer thermischer Vorgänge verwendet wird, vorgestellt.

DK 681.325.652

DIGITALE INTEGRIERTE SCHALTUNGEN SYMBOLS KONVENTIONEN

Drăghici, I., Iacob, Al.: Symbole und Konventionen für logische Schaltungen.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, September 1981, S. 117

Es werden verschiedene Symbolsysteme (rumänisches, amerikanisches, RGW-System und IEC-Empfehlungen) für digitale integrierte SSI- und MSI-Schaltungen, einige Vereinfachungen der logischen Schaltungen, die aus den Lehrsätzen der Algebra der Logik hervorgehen, sowie die Konventionen zur Darstellung der Zeit-Diagramme vorgestellt. Es werden Beispiele zum richtigen Zeichnen der logischen Schaltungen angegeben.

DK 621.317

MIKROPROZESSOR FUNKTIONSTEST MIKROPROGRAMME

Ștefan Denisa: Funktionstest der Mikroprozessoren.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, September 1981, S. 126

Die Arbeit schlägt ein einfaches und billiges Verfahren zum Testen von Mikroprozessoren vor. Die vorgeschlagene Methode gewährleistet einen sicheren und vollständigen Echtzeittest durch die Verwendung eines Testsystems, das besonders zum Testen einiger Einrichtungen einfacher Struktur (Speicher, Register) bestimmt ist, und das Aufbau eines spezialisierten Interface, die zum Testen des Mikroprozessors geeignet ist.

CONTENTS

DC 658.562;621.39

SOFTWARE SYSTEMS COMPUTATION PROGRAMS RELIABILITY

Lăzăroiu, D.F., Stăicuț, E.: Methods for increasing software reliability.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sept 1981, p. 91

Large software systems may show errors, there existing the possibility for special cases to occur, which cannot be taken into consideration when testing.

The paper describes several methods used for increasing a program reliability; a particular case is given, namely that of a radiocontrol station of a computer network.

DK 621.385

VMOS TRANSISTOR MODELLING

Bădilă, M., Rusu, A.: Modelling of the characteristics of the VMOS power transistors.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sept 1981, p. 96

The characteristics I—V at a VMOS transistor are numerically determined, considering the complex form of the impurity profile under the conditions of the use of the gradual approximation. The calculation, achieved by a quasibidimensional method, takes into account the short channel effect and the dependence of the carrier mobility on the transversal electric field.

DK 621.3.013

THYRISTORS di/dt

Silard, A., a.o.: Low energy consumption power circuit for generating current signals with a rapidly increasing strength.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sept 1981, p. 99

A new low energy consumption power circuit for generating current signals with a rapidly increasing strength ($\leq 800 \text{ A}/\mu\text{s}$), is presented.

DC 615.47

TEMPERATURE MONITOR ANALOGUE-DIGITAL CONVERTER THERMISTOR

Bobîrcă, D. : Digital display medical temperature monitor.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sept 1981, p. 103

A medical temperature monitor is described, operating with thermistor — provided interchangeable probes, capable of measuring the temperature in the range $+22...+42^{\circ}\text{C}$ with a maximum error of $\pm 0.2^{\circ}\text{C}$. It can also generate an alarm signal when the current temperature value exceeds the superior or inferior limits of a given range, which may be digitally pre-established by means of decade switches.

DC 621.317.32;621.389

ANALOGUE-DIGITAL CONVERSION R-2R NETWORK

Năfornîță, I., Budura, G. : A method of reducing the R-2R network analogue — digital converters operating time.

EE.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sept 1981, p. 107

The paper deals with a new operating method for R-2R network A/D converters which reduces the conversion duration. A diagram for generating the suitable operating sequence, is also suggested.

DC 621.317.39

POWER-NUMBER CONVERSION

Stoica, V. : New power — number conversion methods.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sept 1981, p. 110

New methods of power — number conversion, are presented.

DC 621.55;621.38

DIGITAL TECHNIQUE THERMAL PROCESSES UNIFICATION SIGNAL

Nitu, C., Weintraub, V. : ELX 732 A digital programer.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sept 1981, p. 113

An apparatus for generating a time-variable reference signal is described, useful in the precision adjustment of comparatively slow thermal processes.

DC 681.325.652

DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS SYMBOLS CONVENTIONS

Drăghici, I., Iacob, Al. : Symbols and conventions for logic circuits.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sept 1981, p. 117

Different symbol systems (Romanian, American, CMEA and IEC recommendations) for SSI and MSI digital integrated circuits, as well as certain simplifications of the logical diagrams obtained from the logical algebra theorems, and the conventions for time diagrams representation, are presented. Examples for accurately drawing the logical diagrams, are also given.

DC 621.317

MICROPROCESSOR OPERATING TEST MICROPROGRAMMING

Ștefan Denisa : Microprocessor operating test.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sept 1981, p. 126

The paper deals with a simple and low — cost technique for testing microprocessors. The method proposed enables a real-time accurate and complete test by using a testing system particularly meant for testing simple structure devices (memories, registers), and by developing a special — purpose interface, adequate to the microprocessor to be tested.

SOMMAIRE

CD 658.562;621.39

SYSTÈMES LOGICIELS FIABILITÉ DES PROGRAMMES DE CALCUL

Lăzăroiu, D.F., Stăicuț, E. : Méthodes pour optimiser la fiabilité du logiciel.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sept 1981, p. 91

Les systèmes logiciels grands présentent des erreurs ; c'est pour cette raison-ci qu'il peut y avoir n'importe quand des cas spéciaux qu'on ne peut pas prendre en considération lors de l'essai.

Cet ouvrage décrit quelques méthodes employées en vue d'optimiser la fiabilité d'un programme, donnant l'exemple du cas particulier d'un mode de communication du réseau aux calculateurs.

CD 621.385

TRANSISTOR VMOS MODELAGE

Bădilă, M., Rusu, A. : Le modelage des caractéristiques des transistors VMOS de pouvoir.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sept 1981, p. 96

On détermine de point de vue numérique les caractéristiques I—V d'un transistor VMOS en tenant compte de la forme complexe du profil d'impuretés, en utilisant l'approximation des degrés. Le calcul réalisé par une méthode quasibidimensionnelle, tient compte de l'effet du canal d'ondes courtes et de la dépendance de la mobilité des porteurs de champ électrique transversal. La comparaison des résultats obtenus avec les données expérimentales déterminées sur un dispositif de test met en évidence la correction de l'algorithme de calcul proposé.

CD 621.3.013

THYRISTORS di/dt

Silard, A. et d'a. : Circuit de force pour générer des signaux de courant ayant un front rapide d'accroissement, présentant l'avantage d'une consommation réduite d'énergie.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sept 1981, p. 99

On y décrit un circuit de force tout à fait original pour générer des signaux de courant ayant un front rapide d'accroissement ($\leq 800\text{ A}/\mu\text{s}$), circuit qui présente l'avantage d'une consommation réduite d'énergie.

CD 615.47

MONITEUR DE TEMPÉRATURE
CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-DIGITAL
THERMISTOR

Bobircă, D. : Moniteur de température médical à affichage digital.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sept 1981, p. 103

L'article présente un moniteur de température médical fonctionnant au moyen de sondes interchangeables à thermistor capable de mesurer la température dans la plage $+22...+42^{\circ}\text{C}$ à une erreur maximale de $\pm 0,2^{\circ}\text{C}$ et d'élaborer un signal d'alarme à la sortie de la valeur courante de la température d'un domaine déterminé par des limites supérieure et inférieure qui peuvent être préétablies numériquement à l'aide de commutateurs à décades.

CD 621.317.32;621.389

CONVERSION ANALOGIQUE-DIGITALE
RÉSEAU R-2R

Năfornică, I., Budura, G. : Modalité pour réduire la durée de fonctionnement des convertisseurs analogiques — digitaux à réseau R-2R.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sept 1981, p. 107

Dans cet article on aborde une nouvelle modalité d'opération pour les convertisseurs analogiques — digitaux à réseau R-2R qui réduit la durée de la conversion. On y propose également un schéma pour générer la séquence d'opération adéquate.

CD 621.317.39

CONVERSION PUISSANCE-NOMBRE

Stoica, V. : Nouvelles méthodes pour la conversion puissance-nombre.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sept 1981, p. 110

On y présente deux nouvelles méthodes pour la conversion de la puissance en nombre.

CD 621.55;621.38

TECHNIQUE DIGITALE
PROCESSUS THERMIQUES
SIGNAL UNIFIÉ

Nitu, C., Weintraub, V. : Programmeur digital ELX 732 A.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sept 1981 p. 113

On y présente un appareil destiné à la génération d'un signal de référence variable en temps utilisable au réglage de haute précision des processus thermiques relativement lents.

CD 681.325.652

CIRCUITS INTÉGRÉS DIGITAUX
SYMBOLES
CONVENTIONS

Drăghici, I., Iacob, Al. : Symboles et conventions pour circuits logiques.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sept 1981, p. 117

On y présente divers systèmes de symboles (roumain, américain, CAER et recommandations CEI) pour les circuits intégrés digitaux SSI et MSI, quelques simplifications des schémas logiques résultées des théorèmes de l'algèbre logique ainsi que les conventions pour représenter les diagrammes de temps. On y donne des exemples pour la représentation correcte des schémas logiques.

CD 621.317

MICROPROCESSEUR
ESSAI FONCTIONNEL
MICROPROGRAMMATION

Ștefan Denisa : Essai fonctionnel des microprocesseurs.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 3, sept 1981 p. 126

L'auteur de cet article vise à présenter un procédé simple et économique pour l'essai des microprocesseurs. La méthode proposée peut assurer un essai sûr et complet, en temps réel, grâce à l'emploi d'un système d'essai destiné, particulièrement, à l'essai des dispositifs à structures simples (mémoires, registres) ainsi que la réalisation d'une interface spécialisée adéquate au microprocesseur à essayer.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAȘINI UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ȘI ELECTRONICĂ

Automatica și electronica nr. 3

CZ 658.562.621.39

SISTEME SOFTWARE
FIABILITATE PROGRAME DE CALCUL

Metode pentru creșterea fiabilității Software-ului

DUMITRU FELICIAN LĂZĂROIU*, EMIL STĂICUȚ**

Introducere

Se știe că sistemele software mari nu pot fi fără erori, indiferent de efortul depus în proiectare și implementare, deoarece tehnicile de programare din prezent nu pot garanta corectitudinea programelor de dimensiuni mari [1—3]. Pentru astfel de sisteme testarea exhaustivă este imposibilă. Vor exista totdeauna cazuri speciale, care nu au fost considerate la testare.

În afară de aceasta, există multe cazuri când fiabilitatea și eficiența unui program sînt opuse una alteia. Din această cauză, de cele mai multe ori, fiabilitatea unui program este neglijată în favoarea asigurării eficienței. De exemplu, nu se admit elemente redondante software, deoarece acestea fac programul mai încet și îi complică structura.

Dacă însă, partea hardware ar avea viteză de lucru infinită și ar fi foarte ieftină, dezacordul între fiabilitatea și eficiența unui program ar dispărea. Deci, contribuția cea mai mare pe care hardware-ul o poate aduce fiabilității software-ului este continuarea tendinței de a deveni mai rapid și mai ieftin. Dezvoltarea sistemelor multiprocesor poate constitui un exemplu în acest sens [4].

1. Concepte pentru creșterea fiabilității software-ului

Memorarea multiplă a unui program nu constituie o soluție pentru creșterea fiabilității, deoarece dacă un program are o eroare, toate copiile lui vor conține acea eroare. Mai multe copii ale unui program sînt necesare numai ca o precauție pentru o eventuală deteriorare a suportului fizic al programului (cartele perforate, bandă perforată, bandă sau casetă magnetică, disc, memorie internă etc.).

a) Un concept împrumutat din hardware este folosirea *redondanței statice*. În acest caz, mai multe module software (cel puțin trei), care sînt presupuse că efectuează aceleași funcții, funcționează cvasi simultan. Un modul de votare va selecta rezultatele de ieșire pe baza unei decizii majoritare [1].

Acest concept are dezavantajul că supra-sarcina crește foarte mult. În timpul execuției, cantitatea de resurse necesare (memorie, timp de execuție etc.) pentru o aplicație crește cel puțin de trei ori. Deoarece erorile software sînt erori de proiectare, cele trei module software trebuie realizate de persoane diferite, independent unul de altul. Aceasta înseamnă că efortul de programare este de trei ori mai mare. Din cauza acestor dezavantaje, asemenea concept poate fi adoptat numai atunci cînd costul sistemului permite aceasta.

b) Un alt concept constă în utilizarea *redondanței dinamice*, care implică o supraîncărcare a sistemului de calcul considerabil mai mică. Modulul software folosit în mod curent (modulul principal) este suplimentat cu mai multe module de rezervă și cu un modul pentru detecția erorilor, care trebuie să comute pe un modul de rezervă atunci cînd detectează o eroare în modulul principal (fig. 1). Modulului

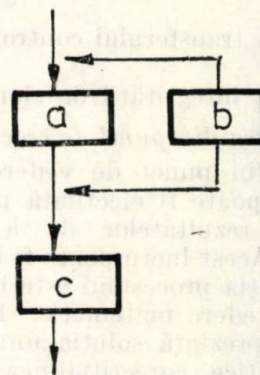


Fig. 1. Redondanța software dinamică : a — modul principal ; b — modul de rezervă ; c — modul pentru detecția erorilor și comutare,

* Facultatea de automatică, Institutul politehnic—București.

** Institutul central pentru conducere și informatică din București.

de detecție a erorilor nu i se permite să modifice datele pe care le verifică. De aceea, dacă este posibil, datele verificate trebuie protejate la scriere din modulul de detecție a erorilor. Modulul de rezervă trebuie proiectat în așa fel, încât să efectueze doar un minim de funcții necesare pentru a garanta continuarea funcționării sistemului. În felul acesta, structura modulului de rezervă va fi mai simplă, numărul de instrucțiuni va fi mai mic decât în modulul principal, și deci erorile de proiectare vor fi mai puține. Pentru a preveni aceleași erori ca în modulul principal, modulul de rezervă trebuie realizat de alți programatori, și de asemenea se indică folosirea altor algoritmi. Erorile detectate de modulul de detecție a erorilor sunt înregistrate într-un fișier de statistici.

Pentru a ușura implementarea, se recomandă să se implementeze mai întâi modulul de rezervă și modulul de detecția erorilor, care sînt mai simple și necesită timp mai puțin.

2. Metode de redundanță software pentru detecția erorilor într-un program

Dacă se dorește realizarea unui sistem software cu fiabilitate ridicată, este necesar ca mai întâi de toate să se dispună de mijloace de detecție a erorilor. Mijloacele particulare de detecție a erorilor într-un program depind în mare măsură de aplicația particulară a celui program. În cele ce urmează, se prezintă cîteva metode ce pot fi aplicate în anumite cazuri. Detecția erorilor într-un sistem software se realizează prin verificarea corectitudinii funcționării sistemului în timpul execuției programului.

Deși o verificare formală a corectitudinii totale este imposibilă, o verificare limitată poate fi realizată prin compararea anumitor caracteristici ale sistemului cu cele corespunzătoare unei operări normale.

În general, verificările în vederea detecției erorilor se fac cu privire la următoarele trei aspecte:

- verificarea din punct de vedere funcțional;
- verificarea transferului controlului în timpul execuției;
- verificarea integrității datelor.

2.1. Verificarea din punct de vedere funcțional

Verificarea din punct de vedere funcțional a unui proces poate fi efectuată prin testarea rezonabilității rezultatelor de ieșire pentru intrările date. Acest lucru poate fi implementat ușor, dacă funcția procesului este bine definită din punct de vedere matematic. De exemplu, dacă ieșirile reprezintă soluția unui sistem de ecuații matematice, corectitudinea rezultatelor poate fi verificată prin substituirea soluției în ecuațiile date și verificarea dacă ecuațiile sînt satisfăcute. În unele cazuri există o relație

simplă între variabilele de ieșire și corectitudinea datelor de ieșire poate fi verificată prin testarea acelor relații, de exemplu, un program de sortare.

Totuși, în majoritatea cazurilor, corectitudinea datelor de ieșire poate fi verificată printr-un algoritm, care este la fel de complicat, și prin urmare nefiabil, ca și programul de testat, de exemplu: un compilator, un planificator de joburi, un program de dirijare adaptivă a pachetelor într-un nod al unei rețele de comunicație pentru calculatoare etc.

În acest caz, o verificare riguroasă a corectitudinii datelor de ieșire nu se poate face, se poate verifica doar rezonabilitatea datelor de ieșire pentru a determina fiabilitatea sistemului. De exemplu, dacă x_0 este soluția unei probleme de optimizare, rezonabilitatea datei de ieșire x_0 poate fi validată prin compararea valorii funcției obiectiv, corespunzătoare valorii x_0 , cu alte valori ale funcției obiectiv, corespunzătoare altor valori ale variabilei x . Date de ieșire nerezonabile vor indica prezența erorilor, dar nu și invers.

De cele mai multe ori, formularea unor criterii de rezonabilitate eficiente este dificilă.

2.2. Verificarea transferului controlului în timpul execuției

Erorile cele mai obișnuite privind transferul controlului în timpul execuției sînt de tipurile următoare:

- un ciclu de instrucțiuni se execută la infinit;
- se execută un salt incorect în program;
- un ciclu de instrucțiuni este executat de un număr incorect de ori;
- se execută un salt neexistent în program.

Cînd succesiunea operațiilor unui proces este cunoscută și fixă, este relativ simplu să se monitorizeze secvența operațiilor executate și să se verifice corectitudinea acestei secvențe pentru a preveni orice eroare de transfer de control.

Ciclările infinite pot fi verificate prin definirea unui interval limită de timp pentru execuția diverselor porțiuni din program. În cazul în care se depășește acest interval de timp (time-out), înseamnă că în porțiunea respectivă de program există o eroare.

Cînd succesiunea operațiilor nu este fixă, se poate verifica dacă succesiunea operațiilor executate este validă, dar nu neapărat corectă. În acest caz, transferurile valide de control pot fi deduse din graful programului. La intrarea în fiecare nod, se face o verificare pentru a se asigura că transferul controlului pînă în acest punct este corect.

Salturile ilegale pot fi verificate folosind schema "relay-runner" [5]. În acest caz, se folosește un indicator, care ia diferite valori atunci cînd se execută anumite porțiuni din

program. Această valoare este verificată la intrarea în fiecare nod al modelului grafic al programului și dacă nu este valoarea corectă, înseamnă că a avut loc o eroare în transferul controlului. Acest lucru este indicat în figura 2, unde EROARE este o subrutină pentru prelucrarea erorilor. Alte salturi ilegale pot fi evitate, folosind procedee particulare pentru diverse situații. De exemplu, în loc de a folosi instrucțiunea GO TO calculat în limbajul FORTRAN, la care saltul depinde de valoarea unei variabile I , figura 3 a, se poate face un salt dacă variabila I ia o valoare corespunzătoare, adăugând un salt în plus pentru cazul când variabila I nu ia nici una din valorile anticipate (EROARE), figura 3 b.

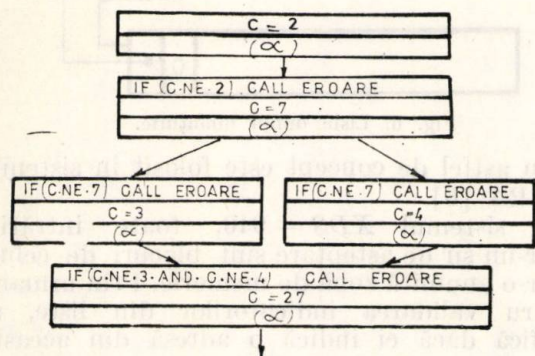


Fig. 2. Schema „RELAY-RUNNER”: (α) — instrucțiuni program.

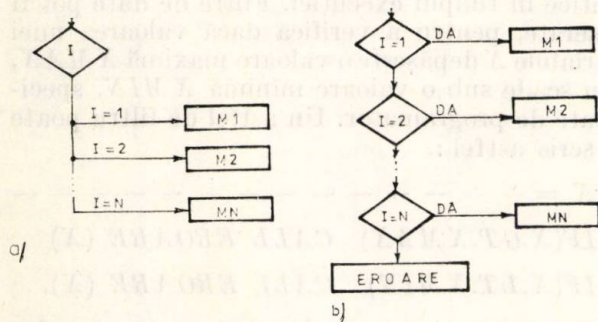


Fig. 3. Evitarea utilizării instrucțiunii GO TO calculat: a — se folosește instrucțiunea GO TO ($M_1, M_2, \dots, M_N$); b — nu se folosește instrucțiunea GO TO calculat.

Există însă puține tehnici eficiente pentru verificarea salturilor incorecte sau terminării incorecte a unei ciclări. Când o condiție de salt poate fi verificată de un set independent de variabile logice, unele salturi incorecte pot fi detectate. Un exemplu este ilustrat în figura 4. Salturile incorecte sînt detectate prin folosirea unei logici de decizie în nodurile următoare și nu în nodurile predecesoare. În felul acesta, o decizie de transfer al controlului este verificată de mai multe ori.

Presupunind că blocul de instrucțiuni N_2 din figura 4a trebuie executat numai dacă $D > 0$, unele salturi eronate la N_2 pot fi detec-

tate prin verificări suplimentare, așa cum se arată în figura 4b.

Cînd numărul de cîte ori se execută un ciclu se calculează în funcție de valoarea unei variabile, se poate face o verificare de rezonabilitate a acestui număr, odată cu verificarea condiției de terminare a ciclului.

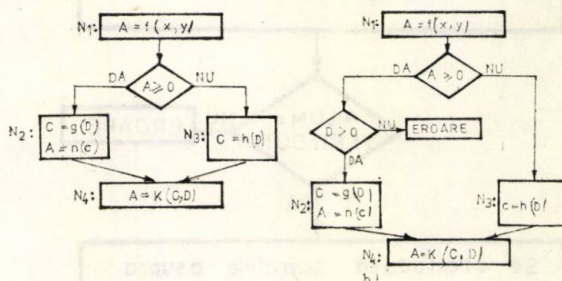


Fig. 4. Verificarea salturilor eronate: a — programul original; b — programul modificat.

2.3. Verificarea integrității datelor

Deși, în general, noțiunea „date” se referă la informațiile ce urmează a fi prelucrate de program, noțiunea poate fi generalizată pentru a include toate informațiile memorate în sistemul de calcul. Modificarea unor astfel de informații memorate în sistemul de calcul poate fi cauzată de erori hardware, sau de erori reziduale software. Verificările pot fi făcute asupra următoarelor aspecte ale datelor:

- integritatea valorii datelor;
- integritatea structurii datelor;
- natura valorii datelor.

Integritatea valorii datelor poate fi protejată ușor prin menținerea unor sume de control ale conținutului porțiunii de cod (instrucțiuni și date) [5, 6]. Sumele de control pot fi verificate periodic sau înaintea execuției porțiunii de cod, pentru a-i valida integritatea. Este important să se recalculeze sumele după fiecare modificare a datelor în timpul execuției. O sumă simplă de control este suma modulo N a valorilor datelor, așa cum este arătat în figura 5.

Integritatea datelor poate fi de asemenea verificată prin compararea datelor memorate într-o zonă de memorie cu date redondante păstrate în memorii auxiliare on-line, mai puțin expuse deteriorării prin eroare.

Rutine de reinițializare a tabelor de sistem pot fi utile pentru restabilirea datelor modificate eronat.

Integritatea datelor de stare memorate în tabelele de sistem poate fi controlată prin verificarea consistenței valorilor cu stările actuale ale resurselor [6]. De asemenea, se pot folosi coduri corectoare de erori, pentru a codifica valoarea indicatorilor de sistem.

Trebuie subliniat că un algoritm care funcționează corect, dar folosește date eronate, nu este

mai bun decât un algoritm incorect, care folosește date corecte.

Redondanța la nivelul „date” este utilă, atît pentru protecția integrității datelor, cît

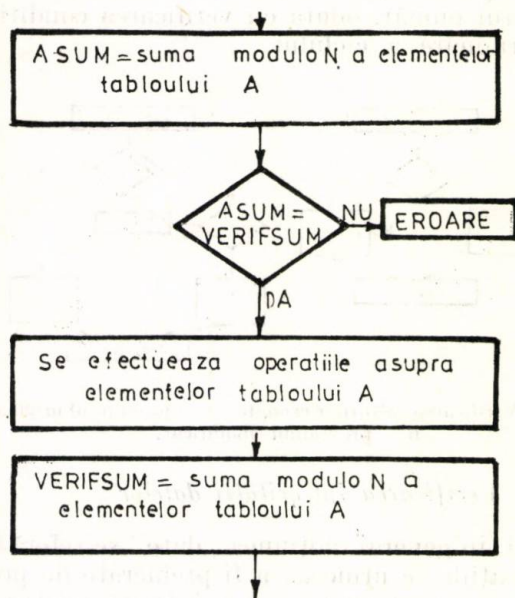


Fig. 5. Folosirea sumei de control.

și pentru restabilirea după erori. Informațiile redondante permit efectuarea de teste de consistență a datelor pentru detecția erorilor și, de asemenea, pentru reconstruirea datelor distruse din cauza erorilor software sau hardware. Salvarea periodică a stării programului va permite repornirea sistemului din punctul cel mai apropiat, în caz de eroare. Copii redondante ale datelor de inițializare vor permite reinițializarea sistemului după erori.

În ce privește integritatea structurilor de date, există o serie de tehnici pentru a verifica, în special, listele înlanțuite. Pentru aceasta, se poate adăuga un indicator suplimentar la sfîrșitul listei înlanțuite și, periodic, se poate verifica dacă lista este corectă. O astfel de tehnică este utilizată de sistemul PRIME [7].

De asemenea, înlanțuirile redondante pot fi realizate folosind indicatori de înlanțuire a listelor în ambele sensuri, chiar în cazul cînd căutarea în listă se face într-un singur sens (fig. 6). Corectitudinea înlanțuirii poate fi astfel verificată atît în sens direct, cît și invers. Ordinea efectuării operațiilor privind introducerea și eliberarea de noi liste din lanț este de asemenea importantă. Dacă ordinea operațiilor este corectă, listele vor fi întotdeauna înlanțuite corect într-o direcție, chiar în timpul operațiilor de înlanțuire. În plus, doar un interval de o instrucțiune trebuie să difere între momentele cînd înlanțuirea este corectă în sens direct, față de sensul invers. Cînd o listă este introdusă sau eliberată din lanț, se poate

face un test asupra corectitudinii înlanțuirii în sens invers, pentru a verifica integritatea structurii datelor, după efectuarea operației corespunzătoare.

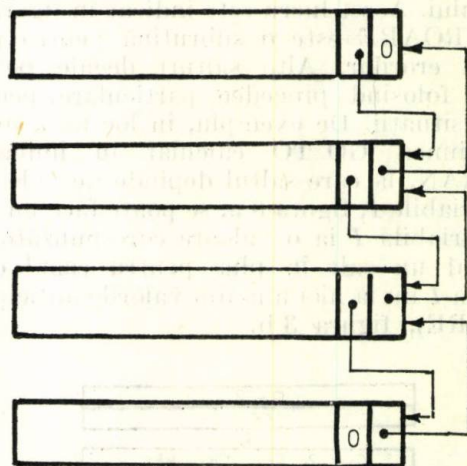


Fig. 6. Liste dublu înlanțuite.

Un astfel de concept este folosit în sistemul HIDRA [6].

În sistemul XDS - 940, toate intrările dintr-un șir de așteptare sînt blocuri de celule dintr-o anumită zonă de memorie. Prin urmare, pentru validarea indicatorilor din liste, se verifică dacă ei indică o adresă din această zonă de memorie [8]. Funcționarea corectă a sistemului poate fi de asemenea verificată prin monitorizarea variației valorilor variabilelor critice în timpul execuției. Filtre de date pot fi înserate, pentru a verifica dacă valoarea unei variabile X depășește o valoare maximă $XMAX$, sau scade sub o valoare minimă $XMIN$, specificate de programator. Un astfel de filtru poate fi scris astfel:

```

X = -----
IF(X.GT.XMAX) CALL EROARE (X)
IF(X.LT.XMIN) CALL EROARE (X).
  
```

EROARE este o subrutină pentru preluarea erorilor privind variația valorii variabilei X .

Aceste filtre trebuie inserate de fiecare dată cînd se modifică valoarea variabilei X .

De asemenea, valoarea medie și dispersia valorilor unor parametri mai importanți pot fi calculate în timpul execuției, pentru a detecta comportări anormale.

De exemplu, valoarea medie XM a valorilor parametrului X poate fi calculată de fiecare dată, cînd se modifică valoarea parametrului X , în felul următor:

```

X = -----
XN = XN + 1,
XF = (XN - 1) / XN,
XM = XM * XF + X/XN.
  
```


XN și XM trebuie inițializate la zero, la începutul programului.

Teste asupra relațiilor între variabile pot fi inserate în puncte corespunzătoare de verificare din program, pentru a detecta calcule incorecte.

3. Câteva considerații privind software-ul pentru nodul unei rețele de calculatoare

În figura 7 se prezintă structura unei rețele de calculatoare cu comutare de pachete, iar în figura 8 structura software-ului pentru nodul de comutare [10, 11]. Multe din metodele

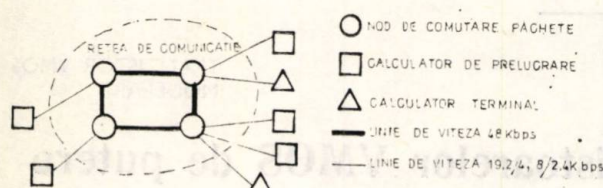


Fig. 7. Structura unei rețele de calculatoare.

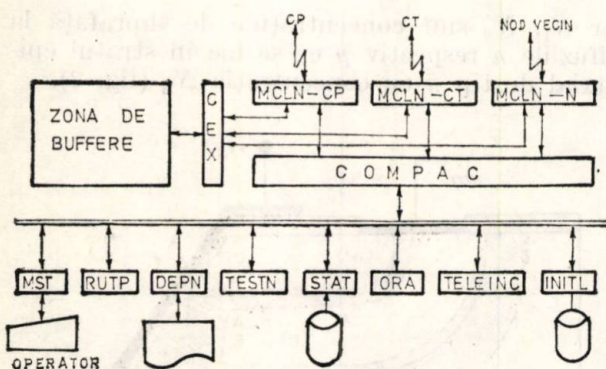


Fig. 8. Structura software-ului pentru nodul de comutare de pachete.

pentru creșterea fiabilității software-ului, descrise mai sus, pot să fie aplicate în cazul software-ului pentru un nod de comutație. În continuare, se prezintă câteva din aceste metode, precum și alte metode specifice aplicației considerate și anume:

a. Modulele software componente sînt astfel separate, încît fiecare modul, cu excepția modului principal COMPAC, poate fi oprit, pornit sau reincărcat, fără a perturba funcționarea corectă a celorlalte module.

b. Se folosesc sume de control pentru tabelele importante din sistem, pentru mesajele de rutare, precum și pentru unele porțiuni de program.

c. Listele de buffere sînt dublu înlanțuite.

d. Pentru a se asigura că nu se pierde buffere prin ocuparea cu un pachet, care nu este transmis, se poate asocia un interval time-out fiecărui buffer, în care se memorează un pachet și dacă acest pachet nu este transmis în intervalul de time-out corespunzător, bufferul res-

pectiv este introdus automat în lista de buffere libere.

e. Un pachet de date trimis de o resursă de calcul intră într-un nod al rețelei de comunicație, denumit nod sursă, apoi pachetul este transmis de-a lungul mai multor linii de comunicație la nodul de destinație, unde este livrat resursei destinate. La intrarea într-un nod sursă, la fiecare pachet de date se adaugă o sumă de control, care este folosită pentru a detecta erori hardware tranzitorii, sau erori software ce au modificat conținutul pachetului de date. Această sumă de control este verificată în fiecare nod al rețelei, pînă la livrarea la resursa de calcul destinată.

f. În cazul unei căderi de tensiune, folosind întreruperea asociată, sistemul se oprește în mod ordonat și repornește automat după restabilirea tensiunii de alimentare.

g. Pentru detecția ciclărilor infinite, la intrarea într-o rutină se poate iniția un time-out și dacă controlul nu este transferat la altă rutină pînă la sfîrșitul intervalului time-out, se consideră că s-a intrat într-un ciclu infinit.

h. Din cauza unor erori în algoritmul de dirijare a pachetelor de date, este posibil ca anumite pachete să circule pe o buclă. Pentru a evita circulația pachetelor la infinit pe o buclă în rețea, antetul pachetului conține un numărator, care este pus pe zero de nodul sursă și incrementat cu unu de fiecare nod intermediar de pe calea spre nodul destinat. Dacă valoarea acestui numărator depășește o anumită valoare de prag, se consideră că pachetul respectiv circulă într-o buclă și va fi distrus, iar sursa lui va fi înștiințată de acest lucru.

i. Programul din nodul rețelei de comunicație conține un modul de test, care asigură o funcție foarte importantă atît pentru localizarea defecțiunilor, cît și pentru urmărirea detaliată a funcționării rețelei. Acest modul generează pachete de test care, trecînd printr-un nod, programul de nod va înregistra în zona de text a pachetului informații privind circulația lui în rețea, ca de exemplu adresa nodului prin care trece, linia de sosire, linia de ieșire, lungimea șirului de așteptare în care este pus, timpul de sosire și de plecare etc. Aceste informații pot fi transmise la nodul destinat al pachetului de test, sau la un centru special destinat și ele vor permite o analiză a ceea ce a suferit pachetul în rețea.

Bibliografie

- [1] Lăzăroiu, D. F., Stăicuț, E., Svasta, P. Concepts concerning computer systems reliability. În: Lucrările Conferinței internaționale de sisteme automate și informaționale în industrie, IPB, București, iunie 1979, p. 1115-1122.
- [2] Lăzăroiu, D. F., Svasta, P., Stăicuț, E. Mathematical models of software reliability. În: Lucrările Conferinței

- internaționale de sisteme automate și informaționale în industrie. IPB, București, iunie 1979, p. 1162–1171.
- [3] Spasta, P., Stăicuț, E. Modele matematice ale fiabilității sistemelor de calcul. În: Cercetări în tehnologie electronică și fiabilitate, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1979, p. 241–247.
- [4] * * * — Multiprocessor Systems, Infotech. State of the Art Report, Infotech Information Ltd., 1976, Maidenhead, Anglia.
- [5] Yau, S. S., Cheung, R. C. Design of self-checking software. În: 1975 Intern. Conf. on Reliable Software, Los Angeles, SUA, p. 450–457.
- [6] Wulf, W. A. Reliable Hardware — Software Architecture. În: 1975 Intern. Conf. on Reliable Software, Los Angeles, SUA, p. 122–130.
- [7] Fabry, R. S. Dynamic Verification of Operating System Decisions. În: Communications of ACM, Vol. 16, nr. 11, noiembrie 1973, p. 659–668.
- [8] Watson, R. W. Timesharing System Design Concepts. Mc. Graw — Hill Co., 1970, N. York și Londra.
- [9] Myers, G. J. Software Reliability. Principles and Practices. John Willey, N. York and London, 1976.
- [10] Guran, M., Păunescu, F., Stăicuț, E., Papadopol, V. Structura software-ului pentru o rețea de calculatoare. Conferința de sisteme automate și informaționale în industrie, IPB, București, 1981.
- [11] Guran, M., Coman, S., Papadopol, V., Stăicuț, E. Aspecte privind structura software-ului pentru nodul de comunicație al unei rețele de calculatoare. În: Buletinul Român de Informatică, nr. 1, 1981, ICI, București, p. 7–18.

CZ 621.385

TRANZISTOR VMOS
MODELARE

Modelarea caracteristicilor tranzistoarelor VMOS de putere

MARIAN BĂDILĂ, ADRIAN RUSU * — BUCUREȘTI

Abordarea fabricației tranzistoarelor VMOS în CCSITS a impus un efort de modelare a caracteristicilor electrice ale acestor dispozitive.

Întrucât tranzistoarele VMOS se caracterizează printr-o lungime foarte mică a canalului și un profil de impurități variind atât în lungul, cât și în adâncimea canalului, utilizarea modelului tranzistorului MOS clasic [1] conduce la erori mari.

Modelele prezentate în lucrările [2, 3] se pot folosi în descrierea acestor dispozitive dar gradul lor de precizie rămâne încă scăzut datorită neluării în considerație a efectelor datorate lungimii mici a canalului ca și a variației concentrației de impurități în adâncimea canalului.

Lucrarea de față își propune prezentarea unei metode de determinare a caracteristicilor statice ținând cont de particularitățile tranzistoarelor VMOS prezentate mai sus.

1. Formularea teoretică a modelului

În figura 1 se prezintă o secțiune printr-un tranzistor VMOS și anume printr-un element de canal (o latură a canalului în formă de V). Profilul de impurități în structură este identic cu cel al unui tranzistor bipolar și este bine descris în sistemul de coordonate x' , y' (ales cu originea la suprafața dispozitivului) de relația:

$$N(x', y') = N(x') = -N_1 \exp(-(x'/L_1)^2) + N_2 \exp(-(x'/L_2)^2) - N_3, \quad (1)$$

unde constantele L_1 , L_2 se calculează din condițiile:

$$N(x' = x'_{j1}) = 0, \quad N(x' = x'_{j2}) = 0, \quad (2)$$

* Institutul de cercetări pentru componente electronice — București, Institutul politehnic — București.

iar N_1 , N_2 sînt concentrațiile de suprafață la difuziile n respectiv p ce se fac în stratul epitaxial de tip n cu concentrația N_3 (fig. 2).

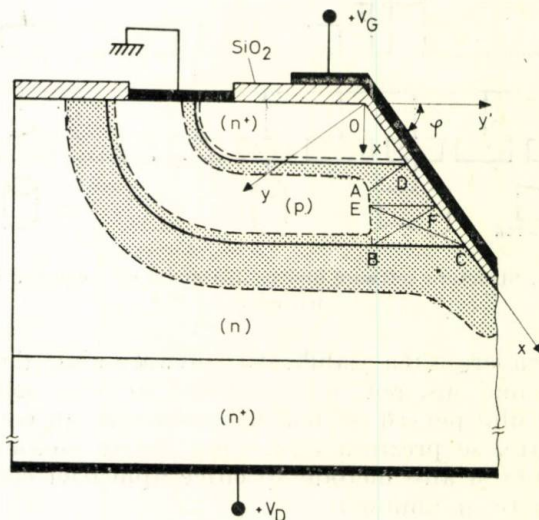


Fig. 1. Secțiune printr-un tranzistor VMOS.

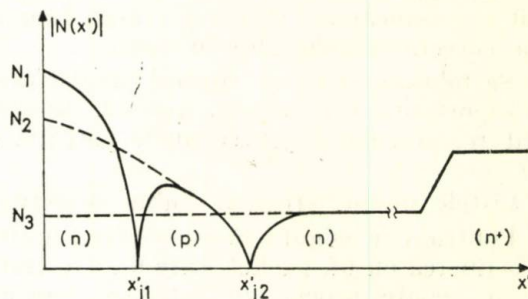


Fig. 2. Profilul de impurități pe direcția x' (vezi fig. 1) într-un tranzistor VMOS.

În scopul determinării caracteristicilor statice ale tranzistorului este necesară descrierea profilului de impurități într-un sistem de coordonate x, y cu coordonata x în lungul canalului (fig. 1). Profilul de impurități în acest sistem de coordonate este :

$$N(x, y) = -N_1 \exp(-((x \sin \varphi + y \cos \varphi)/L_1)^2) + N_2 \exp(-((x \sin \varphi + y \cos \varphi)/L_2)^2) - N_3, \quad (3)$$

unde $\varphi = 54,7^\circ$.

Pentru început se va face abstracție de variația concentrației de impurități luată în adâncimea canalului.

Caracteristicile statice ale dispozitivului se obțin rezolvind ecuația [4] :

$$I_D = \mu Z Q_n \frac{dV}{dx}, \quad (4)$$

unde Q_n este sarcina de purtători mobili din canal, dată de :

$$Q_n = F(2q\epsilon_{Si}N(x)|V(x) + 2\Phi_F|)^{1/2} + C_{ox}(V_G - V(x) - 2\Phi_F + qN_{SS}/C_{ox} - \Phi_{MS}). \quad (5)$$

Factorul F este „coeficientul de formă” care s-a introdus pentru a ține cont de efectul de canal scurt [5], calculul său făcându-se într-o manieră ce se va descrie ulterior.

Toți ceilalți termeni au semnificațiile uzuale. Expresia (4) se poate rescrie ca :

$$I_D = \mu Z C_{ox}(V_G - V_T(x) - V(x)) \frac{dV}{dx} = f(V, x) \frac{dV}{dx}, \quad (6)$$

unde :

$$V_T(x) = \Phi_{MS} - qN_{SS}/C_{ox} + 2\Phi_F + F(2q\epsilon_{Si}N(x)|2\Phi_F + V(x)|)^{1/2}/C_{ox}. \quad (7)$$

Tensiunea de prag a dispozitivului se definește ca fiind :

$$V_T = \max_{(x)}(V_G) \text{ în } \lim_{V \rightarrow 0}(f(V, x)) \rightarrow 0. \quad (8)$$

Acest mod de definire este similar cu cel din lucrările [6], [7] și deci :

$$V_T = \Phi_{MS} - qN_{SS}/C_{ox} + 2\Phi_{Fmax} + F(2q\epsilon_{Si}2\Phi_{Fmax} \cdot \max N(x))^{1/2}/C_{ox}, \quad (9)$$

unde în cazul dispozitivelor cu poartă de aluminiu :

$$\Phi_{MS} = -0,6 - \Phi_{Fmax}; \quad (10a)$$

$$\Phi_{Fmax} = \frac{kT}{q} \ln \left[\frac{\max(N(x))}{n_i} \right]; \quad (10b)$$

$$C_{ox} = \epsilon_{ox}/t_{ox}. \quad (10c)$$

La capătul de drenă tensiunea căzută pe canal este :

$$V(x = L) = V_{DS}. \quad (11)$$

Zona de valabilitate a ecuațiilor (4), (6) se restringe la valorile V_{DS} sub tensiunea de tăiere a canalului care se definește ca valoarea V_{DS} pentru care curentul dat de ecuația (6) trece printr-un maxim.

Dat fiind caracterul practic unidimensional al canalului, dependența modelului de mai sus de variația concentrației de impurități în adâncimea canalului se exercită doar prin intermediul factorului de formă F și al poziției nivelului Fermi asociat nivelului de dopaj :

$$\Phi_F = \frac{kT}{q} \ln \left[\frac{N(x, y)}{n_i} \right]. \quad (12)$$

Poziția nivelului Fermi asociat nivelului de dopaj al zonei de sub canal se consideră a fi dată de concentrația de impurități de la limita regiunii de sarcină spațială de sub canal, adică de $N(x, y = W)$ [8], unde cu W s-a notat lățimea regiunii de sarcină spațială de sub canal în punctul de abscisă x .

Calculul extinderii regiunii de sarcină spațială pentru fiecare abscisă x de sub canal se face rezolvind ecuația lui Poisson :

$$\frac{d^2 U}{dy^2} = - \frac{\rho(y)}{\epsilon_{Si}}, \quad (13)$$

cu următoarele condiții la limită :

$$\left. \frac{dU}{dy} \right|_{y=0} = \mathcal{E}_{max}; \quad (14a)$$

$$\left. \frac{dU}{dy} \right|_{y=W} = 0; \quad (14b)$$

$$U(x, y = 0) = \frac{2kT}{q} \ln \left[\frac{N(x, y = W)}{n_i} \right]. \quad (14c)$$

Pe baza cunoașterii extinderii regiunii de sarcină spațială de sub canal se poate întreprinde calculul factorului de formă. În figura 1 regiunea punctată de sub poartă figurează calitativ forma regiunii de sarcină spațială de sub

canal. Se remarcă faptul că B este punctul în care regiunea de sarcină spațială de sub canal atinge joncțiunea de „corp”-drenă, iar $\overline{FB} \perp \overline{DC}$, $\overline{EF} \parallel \overline{BC}$, $\overline{EG} \perp \overline{DC}$.

În aceste condiții se poate introduce un factor de formă $F(x)$. Pentru toate abscisele cuprinse în segmentul $\overline{DG}$ se consideră că factorul de formă are valoarea 1. Pentru abscisele cuprinse în segmentul $\overline{GC}$ factorul de formă se impune a lua valori cuprinse între 1 și 0, autorii dându-i o variație liniară.

De asemenea, în calculul nivelului Fermi asociat nivelului de dopaj (12), pentru abscisele cuprinse pe segmentul $\overline{GC}$, ordonatele corespunzătoare se limitează pe segmentul $\overline{EC}$. Factorul de formă ce intervine în formula (9) se ia ca fiind un factor mediu el fiind calculat ca raportul dintre ariile conturului $ABCD$ și conturului $AECD$.

În calculele făcute se ține cont de dependența mobilității purtătorilor de intensitatea cîmpului electric transversal utilizînd următoarea relație de dependență [9], [3]:

$$\mu = \mu_0 \left(1 + \frac{V'_g - \Phi_s}{V_g} \right)^{-1}, \quad (15)$$

unde $V'_g = V_g + Q_{ss}/C_{ox} - \Phi_{MS}$ este tensiunea efectivă de poartă; $\Phi_s \approx V(x, y = 0) + 2\Phi_F$ este potențialul la suprafața siliciului, iar V_g este un parametru empiric.

2. Algoritmul de calcul și rezultate obținute

Metoda de calcul utilizată se aseamănă cu cea propusă în lucrarea [2] diferențele notabile fiind în „bidimensionalizare”, prin calculul unei tensiuni de prag locală.

Calculele se fac pentru o „diviziune” a canalului suficient de fină pentru a se calcula tensiunea V_{DS} la un curent de drenă dat, relațiile (6), (11), cu o precizie satisfăcătoare.

Pentru început se rezolvă ecuația lui Poisson (13) cu condițiile la limită (14), calculul făcîndu-se iterativ pînă la atingerea preciziei dorite, după aceasta, urmînd procedeul descris anterior se determină factorul de formă.

Caracteristicile $I-V$ se ridică apoi rezolvînd ecuațiile (6), (11) pentru valori crescătoare ale curentului, avînd ca parametru tensiunea de prag.

S-au efectuat calcule de determinare a caracteristicilor statice pentru o structură cu următoarele caracteristici:

$$\begin{aligned} N_1 &= 2 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}; & x'_{j1} &= 2 \cdot 10^{-4} \text{ cm}; \\ N_2 &= 5 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}; & x'_{j2} &= 3 \cdot 10^{-4} \text{ cm}; \\ N_3 &= 2,5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}; & t_{ex} &= 10^{-5} \text{ cm}; \\ N_{ss} &= 4 \cdot 10^{11} \text{ cm}^{-2}; & \mu_0 &= 130 \text{ cm}^2/\text{Vs}; \\ V_g &= 20 \text{ V}; & Z &= 600 \cdot 10^{-4} \text{ cm}. \end{aligned} \quad (16)$$

Valorile obținute prin calcul sînt prezentate în figura 3. În scopul evidențierii preciziei modelului propus, în figura 4 alături de caracte-

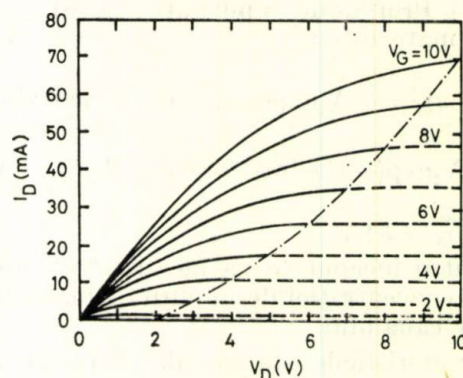


Fig. 3. Caracteristicile statice ale tranzistorului VMOS calculate cu modelul propus de lucru.

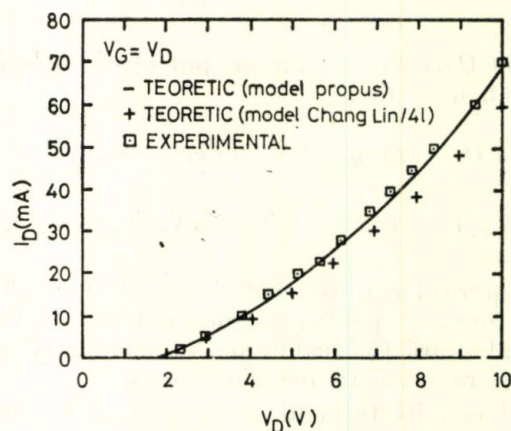


Fig. 4 Caracteristica de transfer a tranzistorului VMOS calculată cu modelul propus de lucru, în comparație cu datele experimentale și cu alt model teoretic.

ristica $I_D = f(V_{DS}, V_{GS} = V_{DS})$ obținută teoretic, s-au marcat punctele experimentale determinate pe un dispozitiv de test cu profilul de impurități și geometria superficială descrise de datele (16).

În figura 4 se poate remarca importanța utilizării factorului de formă și a ținerii cont de variația concentrației de dopaj (după direcția y luată în adîncimea canalului) prin figurarea valorilor calculate în ipoteza unei concentrații constante în adîncime și anume cu valoarea $N(x, y = 0)$ și a unui factor de formă $F = 1$, calculele acestea urmînd practic algoritmul din [2].

3. Concluzii

Lucrarea prezintă un model de calcul al caracteristicilor statice pentru tranzistoare VMOS, ținînd cont de variația spațială a concentrației de impurități (din zona de formare

a canalului), de efectul de canal scurt și de variația mobilității purtătorilor cu intensitatea câmpului electric transversal.

Comparația rezultatelor obținute cu datele experimentale determinate pe un dispozitiv de test evidențiază corectitudinea metodei.

Bibliografie

- [1] Sah, C.T. În : IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-11, p. 324, 1964.
- [2] Chang Lin, H., Jones, W.N. În : IEEE Transactions on Electron Devices vol. ED-20, p. 273, 1973.
- [3] Rusu, A., Olariu, M., Bădilă, M. În : Electronica și Automatica vol. 24, p. 137, 1980.
- [4] Cobbald, R. S. C. Theory and Application of Field Effect Transistors, New York, Wiley, 1970.
- [5] Yan, L. D. În : Solid-State Electronics, vol. 17, p. 1059, 1974.
- [6] Greeneich, E. W. În : IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-26, p. 807, 1979.
- [7] Ou-Yang, P. În : IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-12, p. 3, 1977.
- [8] Doucet, G., Van de Wiele, F. În : Solid-State Electronics, vol. 16, p. 417, 1973.
- [9] Rossel, P. În : Electronics Letters, vol. 5, p. 604, 1969.

CZ 621.3.013

TIRISTOARE
di/dt

Circuit de forță pentru generarea cu un consum redus de energie a semnalelor de curent cu un front rapid de creștere

ANDREI SILARD, MIRCEA BODEA, BARNA KÓSA, ADRIAN NICULIU * — Burești

Introducere

În lucrare se prezintă un circuit de forță original [1] pentru generarea cu un consum redus de energie a semnalelor semisinusoidale de curent cu un front rapid de creștere (≤ 800 A/ μ s). Circuitul proiectat și testat a fost utilizat în realizarea unui aparat pentru măsurarea valorilor mari ale vitezei de creștere maxim admisibile a curentului (di/dt) la tiristoarele de putere [2].

1. Circuitul de bază pentru măsurarea capacității în di/dt

Pentru măsurarea parametrului di/dt s-a generalizat [3, 4] folosirea ca semnal de test al unui impuls sinusoidal de curent, care se obține prin descărcarea rezonantă a unui condensator, inițial încărcat, printr-o inductanță plasată în serie cu condensatorul și cu tiristorul măsurat. Schema echivalentă a circuitului de bază cu care se obțin semnalele sinusoidale de curent este indicată în figura 1a, iar forma de undă caracteristică a impulsului de curent în figura 1b.

Tiristorul testat este modelat în această schemă prin comutatorul K (se închide, la $t = 0$, când se comandă amorsarea tiristorului și se deschide la trecerea prin zero a curentului, la $t = T/2$, când tiristorul se stinge).

Rezistența R înglobează toate rezistențele serie din circuit, inclusiv cea a tiristorului deschis.

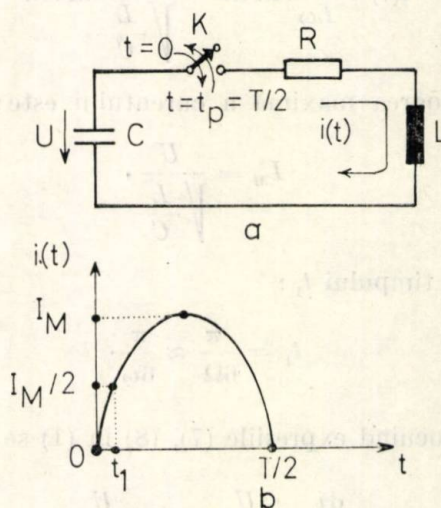


Fig. 1. Schema echivalentă a generatorului de semnal dintr-un aparat de măsurat capacitatea în di/dt , (a), și forma de undă caracteristică generată pentru testare, (b).

Conform recomandărilor JEDEC [3], parametrul di/dt este definit prin relația:

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_M}{2t_1}, \quad (1)$$

unde mărimile I_M și t_1 au semnificația care rezultă din figura 1b.

Relația de definiție (1) sugerează și o posibilă metodă de măsurare: se determină pe un osci-

* Silard, A. și Bodea, M. sînt șefi de lucrări la Facultatea de electronică, Institutul politehnic București, Kósa, B. este inginer la intr. „Metalotehnica”-Tirgu Mureș, Niculiu, A. este inginer la IPRS-Băneasa.

loscop (de preferat cu memorie) mărimile I_M și t_1 și se calculează di/dt la care a fost supus tiristorul testat. Această metodă are dezavantajul esențial de a fi puțin precisă. În plus, este destul de laborioasă și implică utilizarea unui echipament electronic pretențios.

Transpunerea relației de definiție (1) în mărimi ușor accesibile măsurării (tensiunea inițială pe condensator, valoarea inductanței L etc...) implică explicitarea variației în timp a curentului, $i(t)$, în intervalul $t = 0 \dots T/2$. Se obține fără dificultăți următoarea expresie:

$$i(t) = \frac{U}{L\Omega} e^{-\alpha t} \sin \Omega t, \quad 0 \leq t \leq T/2, \quad (2)$$

unde:

$$\alpha = R/(2L), \quad (3)$$

$$\omega^2 = 1/LC, \quad (4)$$

$$\Omega^2 = \omega^2 - \alpha^2. \quad (5)$$

Presupunind factorul de amortizare α mic, expresia (2) se poate aproxima prin:

$$i(t) \approx \frac{U}{L\omega} \sin \omega t = \frac{U}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \sin \omega t. \quad (6)$$

Valoarea maximă a curentului este:

$$I_M = \frac{U}{\sqrt{\frac{L}{C}}}, \quad (7)$$

iar a timpului t_1 :

$$t_1 = \frac{\pi}{6\Omega} \approx \frac{\pi}{6\omega}. \quad (8)$$

Înlocuind expresiile (7), (8) în (1) se obține:

$$\frac{di}{dt} = \frac{3U}{\pi L} \approx 0,95 \frac{U}{L}. \quad (9)$$

În conformitate cu relația (9) rezultă că este suficient — pentru un circuit de testare specificat (L cunoscut) — să se măsoare numai tensiunea inițială pe condensator pentru a obține valoarea parametrului di/dt la care a fost testat tiristorul, ceea ce reprezintă o simplificare esențială a algoritmului de măsurare.

2. Variante ale circuitului de bază

O variantă a circuitului de bază din figura 1a este propusă în [3]. Schema sa este dată în

figura 2. Elementele circuitului satisfac următoarele specificații:

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_M}{2t_1}, \quad t_1 > 1\mu s, \quad (1')$$

$$L \approx 1,68 \frac{U}{I_M} t_1, \quad (10)$$

$$C \approx 5,6 \frac{I_M}{U} t_1, \quad (11)$$

$$R \approx 0,54 \frac{U}{I_M}. \quad (12)$$

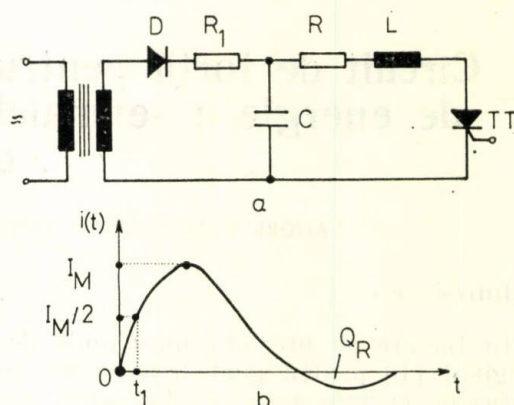


Fig. 2. Variantă de circuit de forță [3] pentru măsurarea capacității în di/dt a tiristoarelor, (a). Forma de undă generată la testare, (b).

Rezistența R are o valoare relativ mare, apropiată de valoarea corespunzătoare regimului amortizat critic. Ca urmare, forma de undă este o sinusoidă puternic amortizată, iar la sfârșitul pulsului de curent condensatorul C este practic descărcat*. În acest fel reincărcarea condensatorului C se poate realiza fără probleme.

Deoarece condensatorul se reincarcă la fiecare ciclu de măsurare, rezultă că circuitul consumă o energie importantă.

După cum se observă din relația (9) pentru a se putea obține valori mari pentru (di/dt) trebuie mărită tensiunea U sau micșorată valoarea inductanței L . Tensiunea U este limitată de valorile U_{DRM} și U_{RRM} , deci singura posibilitate rămâne scăderea valorii inductanței L . Aceasta atrage după sine scăderea (proporțională cu $\sqrt{L}$) a duratei pulsului. Cu cât scade durata pulsului, cu atât va fi mai important efectul rezistenței neliniare introduse de tiristor în timpul procesului tranzistoriu de amorcare. Pentru durate t_p comparabile cu timpul de amorcare al dispozitivului (t_{on}), rezistența suplimentară introdusă în tiristor, față de aceea

* Dacă descărcarea ar fi rezonantă, la sfârșitul pulsului semisinusoidal de curent tensiunea pe condensator ar fi egală și de polaritate contrară cu tensiunea inițială de încărcare.

dată de relația (12), poate face ca descărcarea condensatorului C să fie aperiodică și nu sinusoidală, caz în care nu se mai poate face testarea.

Prezența unei rezistențe R de valoare relativ mare constituie un dezavantaj major al schemei, întrucât limitează valoarea maximă a ratei de creștere a curentului (di/dt) la aproximativ 200 ... 300 A/ μ s.

O altă variantă [4] a circuitului de bază din figura 1a este dată în figura 3. Ideea nouă pe care o introduce această variantă este recupe-

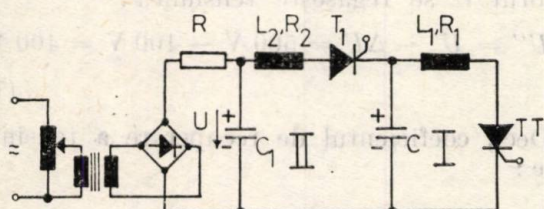


Fig. 3. Circuit [4] permițând înlăturarea rezistenței R din figura 2 și recuperarea energiei rămase în condensatorul C .

rarea energiei din condensatorul C . În plus, prin însăși structura schemei se elimină necesitatea prezenței unei rezistențe relativ mari în circuitul de descărcare.

Funcționarea circuitului se poate urmări pe schema echivalentă simplificată din figura 4.

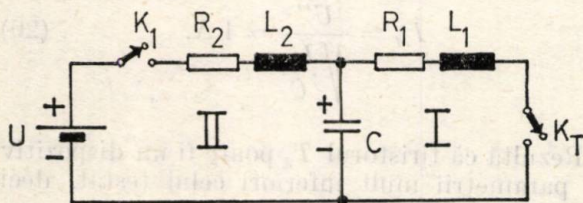


Fig. 4. Schema echivalentă a circuitului din figura 3 (tiristoarele T_1 și TT sînt înlocuite cu comutatoarele K_1 și K_T).

În prima etapă se amorsează tiristorul T_1 (K_1 închis, K_T deschis) și condensatorul C se încarcă, cu polaritatea din figură, la o tensiune egală cu U . În etapa următoare se amorsează tiristorul testat TT (K_1 deschis, K_T închis), fapt care permite descărcarea condensatorului C prin inductanța L_1 . La sfîrșitul procesului de descărcare (după o semiperioadă) condensatorul C se află încărcat la o tensiune cu polaritatea inversă față de cea inițială și cu o valoare mai mică decît cea inițială.

În ciclul următor tensiunea inițială de pe condensatorul C este de același sens cu tensiunea U . În consecință la amorsarea din nou a tiristorului T_1 , energia necesară reincărcării condensatorului C va fi mai mică decît în cazul în care C era descărcat complet. Astfel se realizează o economie de energie. Pe lîngă acest avantaj circuitul are și un dezavantaj important: în fiecare ciclu tensiunea de pe conden-

satorul C crește pînă cînd energia furnizată pe ochiul II compensează energia disipată în ochiul I (vezi fig. 4). Din această cauză valoarea staționară a tensiunii de pe condensatorul C este greu predictibilă și se atinge de abia după 3...5 cicluri de măsurare.

3. Circuitul de forță propus în lucrare

Circuitul de forță care face obiectul acestei lucrări urmărește atît reducerea la minimum a pierderilor din circuitul de forță, cit și recuperarea integrală a energiei rămase în condensator, după descărcarea sa rezonantă prin tiristorul testat TT .

Schema circuitului este prezentată în figura 5, unde sînt indicate și valorile elementelor din circuit utilizate.

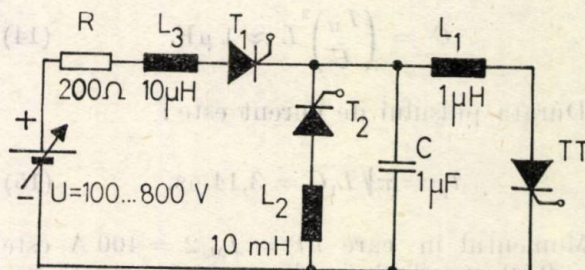


Fig. 5. Circuitul de forță propus în această lucrare.

Funcționarea circuitului se desfășoară în trei etape:

etapa I

Se comandă amorsarea tiristorului T_1 ; condensatorul C se încarcă la tensiunea sursei de alimentare U . Rezistența R limitează valoarea curentului prin tiristor, iar bobina L_3 protejează tiristorul la (di/dt). După $t \approx 3 RC$ procesul de încărcare al condensatorului C se încheie.

etapa a II-a

Se comandă amorsarea tiristorului testat TT și are loc testarea propriu-zisă. Condensatorul se descarcă rezonant prin bobina L_1 și tiristorul TT . Curentul de descărcare urmează o lege sinusoidală. După ce curentul prin tiristorul TT se inversează, se elimină sarcina stocată Q_R și tiristorul se blochează. În acest moment condensatorul C este încărcat cu o polaritate inversă aceleia din etapa I, la o tensiune cu o valoare mai mică decît cea inițială, datorită pierderilor.

etapa a III-a

Se comandă amorsarea tiristorului T_2 . Condensatorul C se descarcă rezonant prin bobina L_2 și tiristorul T_2 . La sfîrșitul acestei etape condensatorul va fi încărcat cu aceeași polaritate ca în etapa I. Alegînd valoarea inductan-

ței L_2 astfel încât durată pulsului de curent să fie mult mai mare decât timpul de amorsare al tiristorului t_{on} , pierderile din această etapă sînt neglijabile. Astfel se recuperează integral energia rămasă în condensator la sfîrșitul etapei II.

4. Parametrii circuitului

Tensiunea de alimentare este reglabilă continuu între 100...800 V. Pentru a obține un (di/dt) de 800 A/ μ s, rezultă, în conformitate cu relația (9):

$$L = \frac{U}{0,95 (di/dt)} \approx 1 \mu\text{H}. \quad (13)$$

Alegînd valoarea maximă a curentului $I_M = 800$ A, din relația (7) se obține:

$$C = \left(\frac{I_M}{U} \right)^2 L \approx 1 \mu\text{F}. \quad (14)$$

Durata pulsului de curent este:

$$t_p = \pi \sqrt{L_1 C} = 3,14 \mu\text{s}. \quad (15)$$

Momentul în care $i(t) = I_M/2 = 400$ A este $t_1 = 0,52 \mu\text{s}$. Trebuie observat că, această valoare nu urmărește riguros recomandările JEDEC, deoarece respectarea lor nu ar fi permis obținerea unei valori ridicate pentru (di/dt) .

Pierderile din circuit în etapa II nu pot fi calculate. Experimental s-a găsit că în această etapă se pierde aproximativ 60% din energia inițială de pe condensator. Astfel, în momentul trecerii prin zero a curentului prin tiristorul testat TT , tensiunea pe condensatorul C este de aproximativ $U' = 500$ V (vezi fig. 6) față de 800 V inițial. Tot din figura 6 se observă

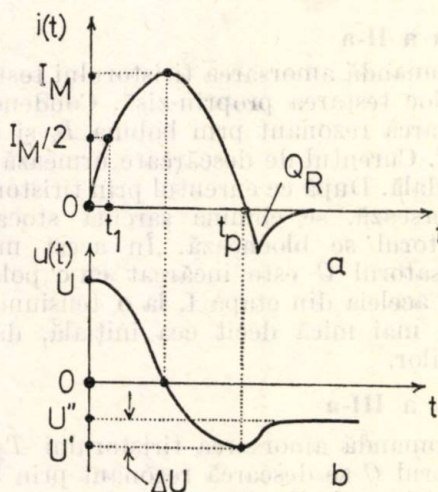


Fig. 6. Tensiunea (a), și curentul (b), prin sarcină pentru circuitul din figura 5.

că pînă cînd se elimină sarcina stocată Q_R , curentul circulă prin tiristorul TT în sens invers. Ținînd seama de faptul că sarcina Q_R , pentru datele concrete din acest circuit, nu depășește 100 μC [3], se poate stabili variația tensiunii pe condensatorul C datorită sarcinii Q_R :

$$\Delta U = U' - U'' = \frac{Q_R}{C} \approx \frac{100 \mu\text{C}}{1 \mu\text{F}} = 100 \text{ V}. \quad (16)$$

Rezultă că la sfîrșitul etapei II pe condensatorul C se regăsește tensiunea:

$$U'' = U' - \Delta U = 500 \text{ V} - 100 \text{ V} = 400 \text{ V}. \quad (17)$$

Deci, coeficientul de recuperare a tensiunii este:

$$k = \frac{U''}{U} = \frac{400}{800} = 0,5. \quad (18)$$

În etapa III are loc recuperarea energiei rămase în condensator. Deoarece $L_2 = 10$ mH solicitarea tiristorului T_2 este caracterizată de:

$$(di/dt) \approx \frac{U''}{L_2} = 0,04 \text{ A}/\mu\text{s}, \quad (19)$$

$$I_M = \frac{U''}{\sqrt{\frac{L_2}{C}}} = 4 \text{ A}. \quad (20)$$

Rezultă că tiristorul T_2 poate fi un dispozitiv cu parametri mult inferiori celui testat, deci mai ieftin.

Pentru etapa I schema echivalentă este dată în figura 7a. Cu valorile $L_3 = 10 \mu\text{H}$ și

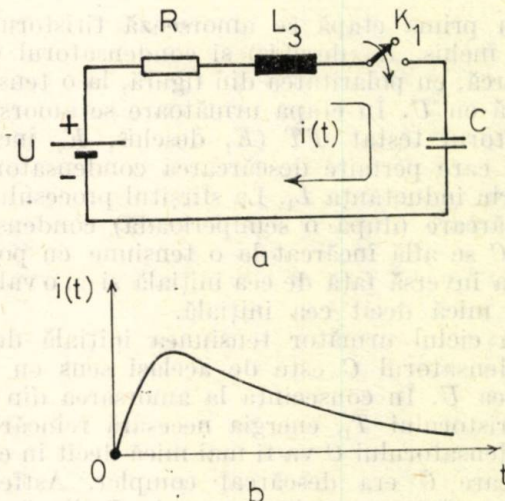


Fig. 7. Schema echivalentă din etapa I (a), și forma curentului de încărcare (b), pentru circuitul din figura 5.

$R = 200 \, \Omega$ rezultă un circuit RLC serie foarte puternic amortizat. Bobina L_3 va avea efect numai la începutul procesului în timpul creșterii curentului, limitind (di/dt) . Notind cu $U'' = kU$ tensiunea remanentă pe condensatorul C , de la ciclul de măsurare anterior, se obține pentru curentul de încărcare în această fază de început:

$$i(t) = \frac{U(1-k)}{R} e^{-\frac{t}{L_3/R}}, \quad (21)$$

și:

$$\left(\frac{di}{dt} \right) \Big|_{t=0} \approx \frac{U(1-k)}{L_3} = 40 \, A/\mu s. \quad (22)$$

După ce curentul ajunge la valoarea de vîrf, va urma legea (fig. 7 b):

$$i(t) = \frac{U(1-k)}{R} e^{-\frac{t}{RC}}. \quad (23)$$

Deci rezultă că și pentru tiristorul T_1 cerințele sînt mult mai puțin severe pentru curentul de vîrf și (di/dt) , în comparație cu aceleași mărimi ale tiristorului testat TT .

Energia cedată de sursa de alimentare este:

$$\begin{aligned} W_s &\approx \int_0^\infty i(t)U dt = \frac{U^2(1-k)}{R} \int_0^\infty e^{-\frac{t}{RC}} dt = \\ &= U^2 C(1-k). \end{aligned} \quad (24)$$

Se observă că energia cedată de sursa de alimentare este cu atît mai mică cu cît k este mai aproape de unitate, adică cu cît se recuperează mai mult din energia inițială de pe condensator. Pentru cazul concret al circuitului descris în lucrare $k = 0,5$ și rezultă o reducere de două ori a consumului datorită recuperării integrale.

6. Concluzii

Circuitul prezentat, bazat pe o idee originală de recuperare a energiei, permite obținerea unor semnale de curent semisinusoidale cu un (di/dt) pînă la $800 \, A/\mu s$, cu un consum redus de energie. Parametrii impulsului (durată, (di/dt) , curent de vîrf) pot fi bine controlați. Circuitul permite testarea unor tiristoare caracterizate de un (di/dt) de pînă la $800 \, A/\mu s$, utilizînd componente a căror parametrii [curent maxim, (di/dt)] au valori mult inferioare față de aceiași parametri ai tiristorului testat.

Bibliografie

- [1] Silard, A., Bodea, M., Kósa, B., Niculiu, A. Procedeu și circuit pentru generarea cu un consum redus de energie a semnalelor semi-sinusoidale de curent cu un front rapid de creștere. Brevet de invenție R.S.R., Nr. 73426/21 mai 1979.
- [2] Kósa, B., Niculiu, A., Silard, A., Bodea, M. Procedeu și aparat pentru măsurarea valorilor mari ale vitezei de creștere maxim admisibile a curentului la tiristoare. Brevet de invenție R.S.R., Nr. 73424/21 mai 1979.
- [3] * * * SCR Manual, 5-th Edition, GENERAL ELECTRIC.
- [4] * * * (di/dt) — metru SILEC, documentație tehnică IPRS — Băneasa.

CZ 615.47

MONITOR DE TEMPERATURĂ
CONVERTOR ANALOG-NUMERIC
TERMISTOR

Monitor de temperatură medical cu afișare numerică

DANIEL BOBIRĂ * — BUCUREȘTI

Introducere

Monitorizarea temperaturii corpului, funcție vitală de bază, este un procedeu determinant important în diagnostic, tratament, chirurgie etc... și o componentă principală a unităților de supraveghere intensivă, în special a celor pediatrie și a incubatoarelor pentru imaturi.

Față de termometrul medical cu mercur, termometrul electronic prezintă, pe lângă posibilitatea monitorizării de lungă durată a oscilațiilor termice, avantajele unei operativități

* Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru electronică — București

îmbunătățite, ale unui timp de măsură mai scurt, ale posibilităților diverse de prelevare (superficial, axilar, oral, esofagial, rectal, intravaginal etc...), ale unui domeniu mai larg de măsură în limitele unei precizii rezonabile, relevant îndeosebi în chirurgia prin hipotermie, dar și dezavantajul unui preț mult mai ridicat, care împiedică generalizarea utilizării sale.

Cerințele impuse monitoarelor de temperatură țin seama de limitările datorate necesității de a asigura interschimbabilitatea sondelor care permit prelevările menționate și a liniarității caracteristicii de temperatură în domeniul

de măsură; ele pot fi rezumate la trei caracteristici esențiale:

— domeniul de măsură minim: $32 \dots 42^\circ\text{C}$;
— eroarea maximă totală dată de sonda interschimbabilă și circuitul de măsură: $\pm 0,2^\circ\text{C}$;

— eroarea maximă de alarmare: $\pm 0,5^\circ\text{C}$.

Monitorul de temperatură prezentat măsoară în domeniul $22 \dots 42^\circ\text{C}$, cu o eroare maximă de citire $\pm 0,2^\circ\text{C}$ ($\pm 0,1^\circ\text{C}$ pentru traductor și $\pm 0,1^\circ\text{C}$ pentru aparat) și o eroare maximă de alarmare $\pm 0,2^\circ\text{C}$.

Traductorul de temperatură cu termistor utilizat face parte din seria 400 (a firmei Yellow Springs), utilizată de majoritatea furnizorilor de monitoare medicale de temperatură, sau din seria ON-900-44033 (a firmei Omega Engineering), care asigură o eroare maximă de intersanjabilitate de $\pm 0,1^\circ\text{C}$, în tot domeniul de măsură și este caracterizat printr-un tabel în care valoarea rezistenței, precizată pentru fiecare grad, variază între 2 572 ohmi la $+22^\circ\text{C}$ și 1 108 ohmi la $+42^\circ\text{C}$ [1], dar poate fi reprezentată și prin relații matematice (Anexa, pct. 1).

În cele ce urmează se prezintă un tabel de corespondență a caracteristicilor pentru monitoare medicale de temperatură livrate în prezent de diverse firme:

Firma	Tipul	Sonda utilizată	Intr. flotantă	Domeniul de măsură	Eroarea maximă a indicației	Eroarea maximă de alarmare
1 ICSITE	T2D	Seria 400	Da	$+22 \dots +42^\circ\text{C}$	$\pm 0,2^\circ\text{C}$	$\pm 0,2^\circ\text{C}$
2 HEWLETT-PACKARD (SUA)	78204 C	"	Nu	$+15 \dots +45^\circ\text{C}$	$\pm 0,2^\circ\text{C}$	$\pm 0,5^\circ\text{C}$
3 STATHAM (SUA)	SM 7084	"	Nu	$+16 \dots +42^\circ\text{C}$	$\pm 0,2^\circ\text{C}$	$\pm 0,5^\circ\text{C}$
4 B-D ELECTRODYNE (SUA)	TM 3	"	Da	$+20 \dots +45^\circ\text{C}$	$\pm 0,2^\circ\text{C}$	$\pm 0,2^\circ\text{C}$
5 AMERICAN OPTICAL (SUA)						
6 HELIGE (RFG)	1133	A 0265051	Da	$+22 \dots +42^\circ\text{C}$	$\pm 0,2^\circ\text{C}$	$\pm 1^\circ\text{C}$
	236.039.03	Seria 400	Da	$+22 \dots +42^\circ\text{C}$	$\pm 0,4^\circ\text{C}$	$\pm 0,2^\circ\text{C}$
7 SIEMENS (RFG)	E 2162	F 1703	Da	$+22 \dots +42^\circ\text{C}$	$\pm 0,4^\circ\text{C}$	$\pm 2^\circ\text{C}$
8 CGR BIOMEDICAL Franța	MAX30	Seria 400	Da	$+20 \dots +42^\circ\text{C}$	$\pm 0,3^\circ\text{C}$	$\pm 0,5^\circ\text{C}$

1. Schema electrică

Monitorul este alcătuit dintr-un circuit de traductor care liniarizează relația rezistență sondă-tensiune ieșire, un convertor analog-numeric flotant și un circuit de prestabilire și urmărire a limitelor maximă și minimă în afara cărora variația temperaturii considerată anormală este semnalizată optic și sonor (circuit de alarmare).

Circuitul de liniarizare (fig. 1) este alcătuit dintr-o punte activă, în care termistorul este inclus într-unul din brațe.

Caracteristica de transfer $V_o(R_T)$, variază în jurul relației liniare teoretică după o curbă tip S cu deviații mai mici de $0,1^\circ\text{C}$.

Modul de determinare a elementelor punții este prezentat în anexă la pct. 2.

Alte metode de liniarizare sînt prezentate în [2, 3, 4, 5].

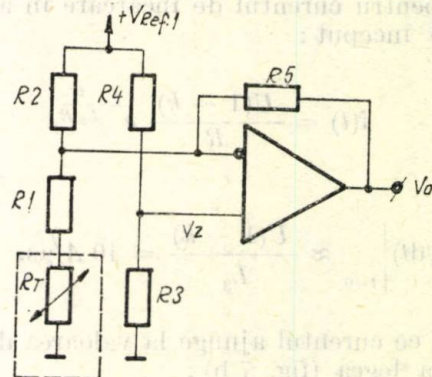


Fig. 1. Circuitul de liniarizare.

Convertorul analog-numeric utilizat (fig. 2) este flotant, de tip dublă rampă, funcționând pe principiul conversiei tensiune-timp.

Cu k_1 închis, amplificatorul operațional A_1 integrează spre tensiuni negative pînă la numărarea a n_0 impulsuri de tact cu numărătorul N_1 , după care bistabilul trecînd în starea com-

plementară în care se blochează k_1 și se deschide k_2 , determină integrarea cu rampă pozitivă pînă la atingerea nivelului zero sesizat cu comparatorul A_2 , după care ciclul reîncepe.

Exprimînd egalitatea în modul a amplitudinii rampelor generate în cele două părți ale ciclului:

$$\frac{V_0/(R + r_{k1}) \times n/f_0}{C} = \frac{V_{Ref2}/(R + r_{k2}) \times n/f_0}{C},$$

neglijînd diferența dintre rezistențele în conducție r_{k1} și r_{k2} ale comutatoarelor, variațiile pe termen scurt ale elementelor R , C , f_0 și timpilor de propagare în comparator, porți și comutatoare, egali în ambele faze, se obține

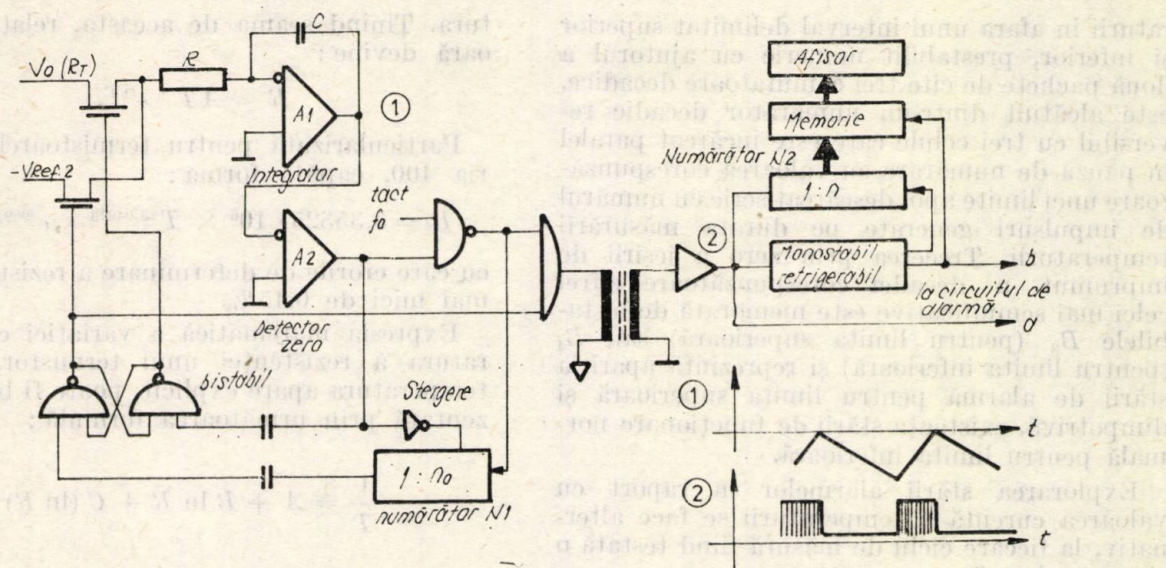


Fig. 2. Convertorul analog-numeric dublă rampă.

numărul de impulsuri transmis prin cuplaj cu transformator în partea de afișare :

$$n = \frac{n_0}{n_{Ref2}} V_0,$$

în care singurul parametru care poate varia în timp și cu temperatura este tensiunea de referință V_{Ref2} .

În particular, pentru $n_0 = 500$ și $V_{Ref2} = 5V$ se obține $n = 100 V_0$, relație care asigură afișarea directă a temperaturii cu rezoluția de $0,1^\circ C$, tensiunea de ieșire fiind legată de temperatură prin relația : $V_{0(V)} = 0,1 T(^{\circ}C)$.

Utilizând ca frecvență de tact, oscilațiile convertorului cc/cc care alimentează partea flotantă (cca. 30 kHz) s-a obținut o funcționare sincronizată a convertorului, stabilă și fără perturbații.

În circuitele descrise este necesară utilizarea unui singur element de precizie, dioda Zenner de referință 1N827 cu care, prin intermediul unor circuite adiționale, se obțin tensiunile V_{Ref1} și V_{Ref2} .

Circuitul de alarmare (fig. 3) care are rolul de a semnaliza ieșirea valorii curente a tempe-

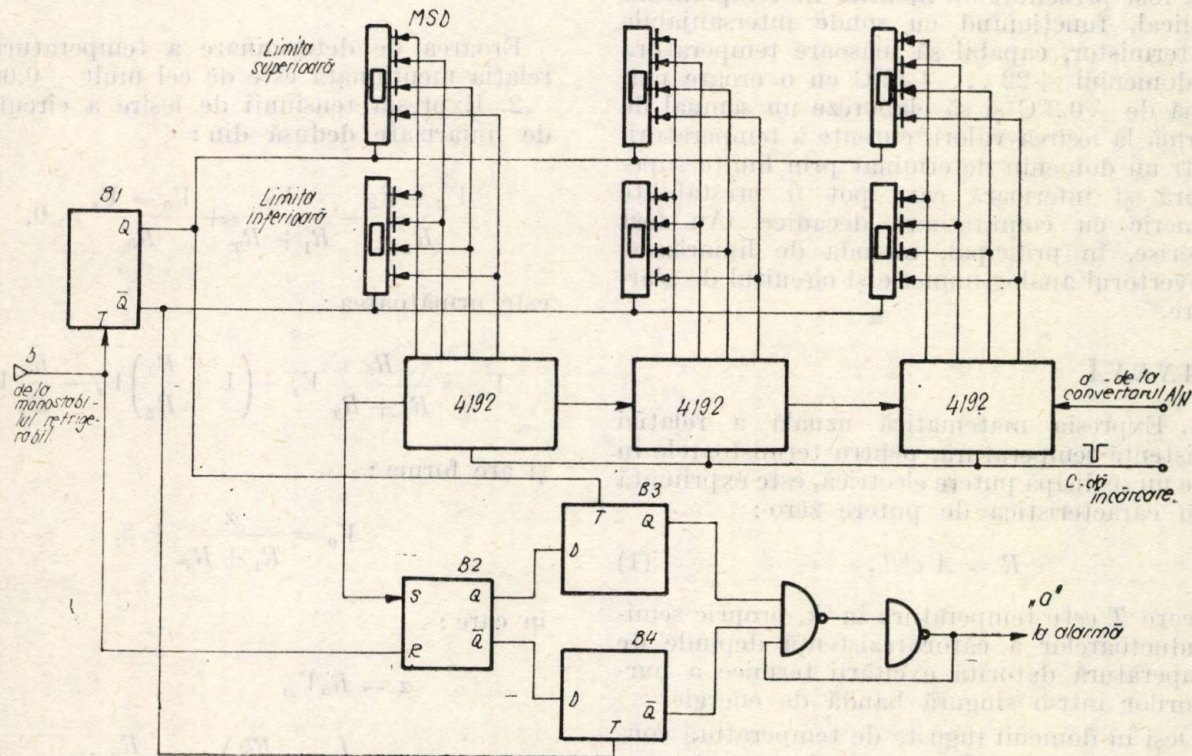


Fig. 3. Circuitul de monitorizare.

raturii în afara unui interval delimitat superior și inferior, prestabilit numeric cu ajutorul a două pachete de câte trei comutatoare decadice, este alcătuit dintr-un numărator decadic reversibil cu trei celule care este încărcat paralel în pauza de numărare cu valoarea corespunzătoare unei limite apoi descărcat serie cu numărul de impulsuri generate pe durata măsurării temperaturii. Trecerea prin zero a ieșirii de împrumut a decadei corespunzătoare cifrei celei mai semnificative este memorată de bistabilele B_3 (pentru limita superioară) sau B_4 (pentru limita inferioară) și reprezintă apariția stării de alarmă pentru limita superioară și dimpotrivă, existența stării de funcționare normală pentru limita inferioară.

Explorarea stării alarmelor în raport cu valoarea curentă a temperaturii se face alternativ, la fiecare ciclu de măsură fiind testată o singură alarmă.

Această distribuție este făcută cu bistabilul B_1 care validează pe rind pachetele de comutatoare decadice, resetează bistabilul B_2 înainte începerii numărării și înscrie nivelul corespunzător alarmei într-unul din bistabilele B_3 sau B_4 .

Data fiind durata mică a ciclului de măsură (cel mult 0,3 ms), monitorizarea succesivă a alarmelor urmărește fidel schimbările de temperatură, ca de altfel întregul circuit de măsură.

2. Concluzii

A fost prezentat un monitor de temperatură medical, funcționând cu sonde intersanjabile cu termistor, capabil să măsoare temperatura în domeniul $+22 \dots +42^\circ\text{C}$ cu o eroare maximă de $\pm 0,2^\circ\text{C}$ și să elaboreze un semnal de alarmă la ieșirea valorii curente a temperaturii dintr-un domeniu determinat prin limite superioară și inferioară care pot fi prestabilite numeric cu comutatoare decadice. Au fost descrise, în principal, metoda de liniarizare, convertorul analog-numeric și circuitul de alarmare.

ANEXĂ

1. Expresia matematică uzuală a relației rezistență-temperatură, pentru termistoarele în care nu se disipă putere electrică, este exprimată prin caracteristica de putere zero:

$$R = A e^{B/T}, \quad (1)$$

în care T este temperatura în $^\circ\text{K}$, proprie semiconductoarelor a căror rezistență depinde de temperatură datorită excitării termice a purtătorilor într-o singură bandă de energie.

Deși în domenii înguste de temperatură constanta de material B nu variază, se poate presupune că, în general, crește liniar cu tempera-

tura. Ținând seama de aceasta, relația anterioară devine:

$$R = A T^{-c} e^{D/T}. \quad (2)$$

Particularizată pentru termistoarele din seria 400, capătă forma:

$$R = 3,35325 \cdot 10^6 \times T^{-3,04213} \times e^{2989,606/T} \quad (3)$$

cu care erorile de determinare a rezistenței sînt mai mici de 0,15 %.

Expresia matematică a variației cu temperatura a rezistenței unui termistor, în care temperatura apare explicit, poate fi bine reprezentată prin următoarea formulă:

$$\frac{1}{T} = A + B \ln R + C (\ln R)^3, \quad (4)$$

în care:

T este temperatura în $^\circ\text{K}$.

Constantele A , B și C pot fi determinate punind condiția de verificare a relației în trei puncte aflate în domeniul de utilizare a sondei.

Pentru sondele din seria 400, punind condiția de verificare a relației la temperaturile $+20^\circ\text{C}$, $+30^\circ\text{C}$ și $+40^\circ\text{C}$, am determinat:

$$A = 0,00147,$$

$$B = 2,37823 \cdot 10^{-4},$$

$$C = 1,04921 \cdot 10^{-7}.$$

Eroarea de determinare a temperaturii cu relația menționată este de cel mult $\pm 0,001^\circ\text{C}$.

2. Expresia tensiunii de ieșire a circuitului de liniarizare dedusă din:

$$\frac{V_R - V_Z}{R_2} - \frac{V_Z}{R_1 + R_T} + \frac{V_0 - V_Z}{R_5} = 0,$$

este următoarea:

$$V_0 = \frac{R_5}{R_1 + R_T} V_Z + \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right) V_Z - \frac{R_5}{R_2} V_R$$

și are forma:

$$V_0 = \frac{\alpha}{R_1 + R_T} + \beta,$$

în care:

$$\alpha = R_5 V_Z,$$

$$\beta = \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right) V_Z - \frac{R_5}{R_2} V_R.$$

Relația de liniaritate tensiune-temperatură dorită este $V_0 = aT$, T în $^{\circ}\text{C}$.

Punind condiția de verificare în trei puncte T_1 , T_2 și T_3 a relației de liniaritate se determină:

$$R_1 = \frac{R_{T2}(R_{T3} - R_{T1})(T_1 - T_2) - R_{T3}(R_{T2} - R_{T1})(T_1 - T_3)}{(R_{T2} - R_{T1})(T_1 - T_3) - (R_{T3} - R_{T1})(T_1 - T_2)},$$

$$\alpha = \frac{a(T_1 - T_2)(R_1 + R_{T1})(R_1 + R_{T2})}{R_{T2} - R_{T1}},$$

$$\beta = aT_1 - \frac{\alpha}{R_1 + R_{T1}}.$$

Alegînd convenabil V_R și R_2 se determină apoi V_z și R_5 .

Bibliografie

- [1] * * * Instructions for YSI series 400 temperature probes-Yellow Springs Instruments Co., Inc.
- [2] Steinhart, J.S., Stanley, R.H. Calibration curves for thermistors. În: Instruments and Methods, vol. 15, 1968, p. 497-503.
- [3] * * * The design of linear thermistor networks. Victory Engineering Corporation.
- [4] Molee, C.S., Vitale, P. Thermistors make good thermometers. În: Electronic Design, vol. 8, 1978, p. 90-92.
- [5] Broughton, M.B. Analysis and design of almost-linear one-thermistor temperature transducer. În: IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 1M-23, nr. 1, 1977, p. 1-5.

CZ 621.317.32; 621.389

CONVERSIE ANALOG-NUMERICĂ
REȚEA R-2R

O modalitate de reducere a duratei de operare a convertoarelor analog-numerice cu rețea R-2R

IOAN NAFORNIȚĂ, GEORGETA BUDURA*—TIMIȘOARA

Introducere

Utilizarea C.A.N. în cadrul sistemelor de achiziții de date, ca și în alte numeroase aplicații impune acestora o caracteristică importantă cu privire la durata conversiei și anume: rapiditatea C.A.N.

În cazul unui C.A.N. cu rețea R-2R ce utilizează metoda înjumătățirii, rapiditatea conversiei analog-numerice depinde îndeosebi de 2 factori: calitatea elementelor constitutive, precum și modalitatea de operare.

Articolul prezintă o modalitate de operare pentru C.A.N. cu rețea R-2R ce reduce durata conversiei și o schemă pentru dispozitivul de generare al secvenței de operare adecvate.

Modalitatea de operare propusă pentru C.A.N. cu rețea R-2R

Schema-bloc a unui C.A.N. cu rețea R-2R ce lucrează prin înjumătățire este cea din figura 1.

Tehnica de operare a acestui tip de convertor o constituie compararea tensiunii de măsurat U_x cu o tensiune U_c ce se modifică în trepte ponderate, la început modificarea avînd loc în trepte mai mari.

Amplificatorul operațional (A.O) folosit în cadrul schemei nu răspunde instantaneu la

aplicarea diferitelor trepte de tensiune la intrarea sa. În cadrul răspunsului amplificatorului operațional se constată existența unui timp de

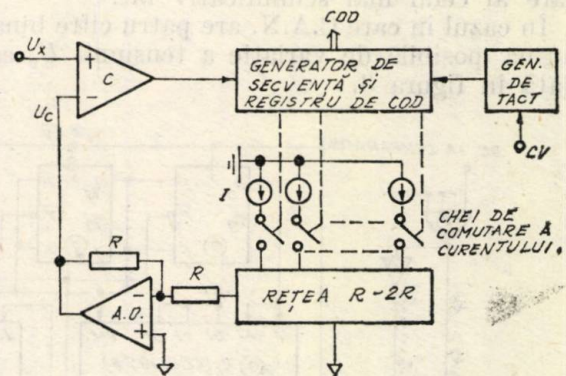


Fig. 1. Schema-bloc a unui C.A.N. cu rețea R-2R.

stabilizare t_s , ce reprezintă timpul trecut, din momentul aplicării unui semnal treaptă la intrarea sa și pînă în momentul în care eroarea comisă la ieșire este mai mică decît o valoare impusă [1].

În urma experimentărilor făcute cu amplificatorul operațional ROB 115 (ICCE) s-a evidențiat dependența timpului de stabilizare de valoarea semnalului aplicat la intrarea amplificatorului (fig. 2). În cadrul măsurărilor efectuate s-a considerat regimul permanent

* Catedra de electronică și măsurări, Institutul politehnic „Traian Vuia” — Timișoara.

instalat, dacă semnalul de ieșire s-a încadrat în limitele a ± 5 mV, față de valoarea corespunzătoare acestui regim; eroarea maximă admisă reprezintă 25% din valoarea cuantei convertorului ($\Delta U = 20$ mV).

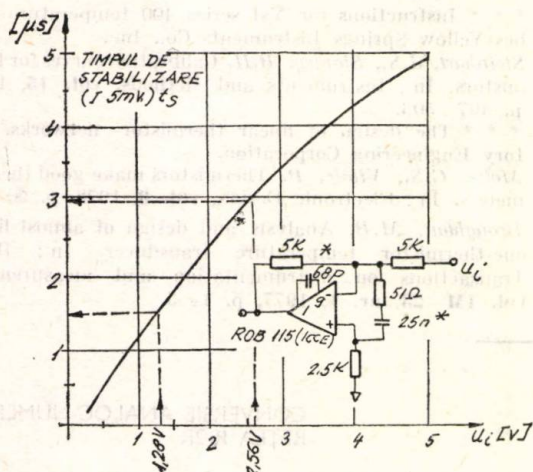


Fig. 2. Timpul de stabilizare al invertorului cu A.O. ROB 115.

Avînd în vedere dependența timpului de stabilizare de amplitudinea semnalului aplicat, se propune o metodă de operare care să asigure un timp de încercare mai mare doar pentru bitul cel mai semnificativ — prima treaptă de tensiune. Celorlalți biți — trepte de tensiune — li se atribuie timpi de încercare cu durate egale cu jumătate din timpul de încercare al celui mai semnificativ bit.

În cazul în care C.A.N. are patru cifre binare forma posibilă de variație a tensiunii U_c este dată în figura 3.

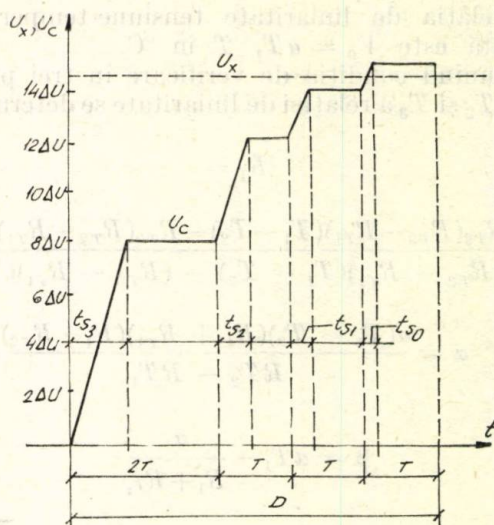


Fig. 3. Variația tensiunii de comparare în cazul operării după metoda propusă.

Metoda diferă de cea propusă în [2] și conduce la un timp de conversie ceva mai lung, dar prezintă avantajul unei scheme mai simple pentru dispozitivul de generare a secvenței de operare.

Dispozitiv de generare a secvenței de operare pentru C.A.N. cu rețea R-2R

Logica de comandă a C.A.N. a fost astfel concepută încît acesta să fie compatibil cu microprocesorul 8080 [3].

Secvența de lucru este declanșată de către impulsul „Cerere de conversie” (CV) obținut în cadrul schemei printr-o funcție logică din semnalele de selecție a adresei ($\bar{S}A$) și de strobare a scrierii ($\bar{W}R$), furnizate de către microprocesor, așa cum se arată în figura 4.

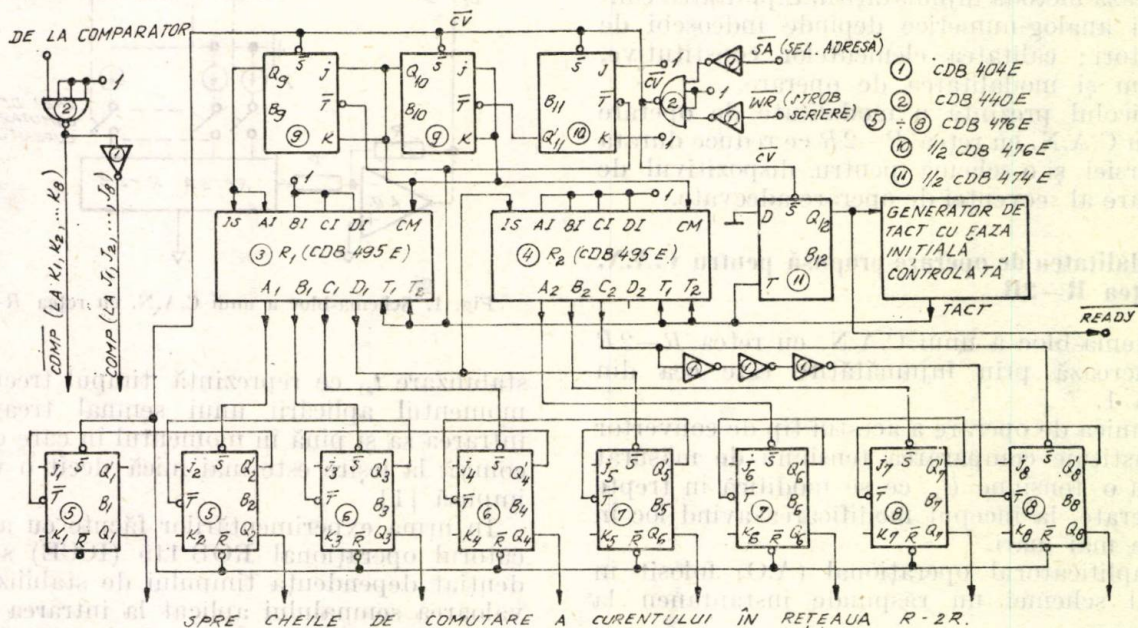


Fig. 4. Dispozitivul de generare a secvenței de operare propusă.

Impulsul „CV” determină în cadrul schemei declanșarea generatorului de tact și înscirarea unui „0” în bistabilele $B_2 \div B_8$ (fig. 5).

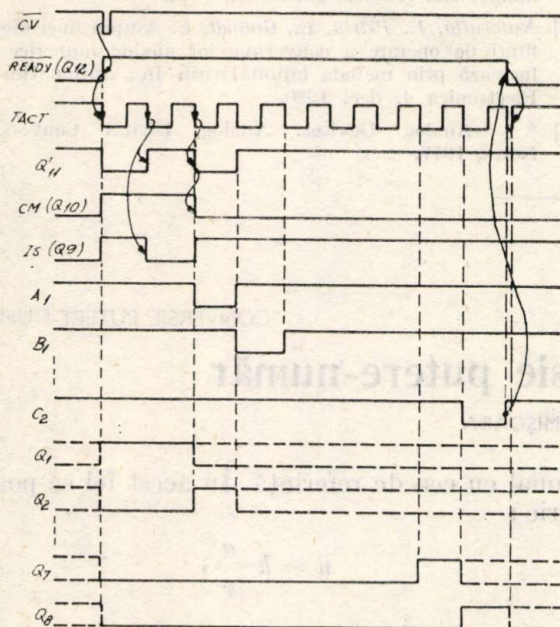


Fig. 5. Cronograma semnalelor dispozitivului de generare a secvenței de operare.

Ieșirile Q ale bistabilelor $B_1 \div B_8$ comandă generarea treptelor de tensiune U_c prin închiderea cheilor de comutare ale curentului. Acestea din urmă debitează sau nu curent în rețeaua $R-2R$ a convertorului funcție de nivelul semnalului de comandă Q corespunzător („1” sau „0”).

Tot impulsul „CV” închide prima cheie și ridică semnalul de $READY$ indicând începerea procesului de conversie. De asemenea, sînt poziționate pe „1” bistabilele B_9, B_{10} și B_{11} . Ieșirea lui B_{10} este conectată la intrările de control de mod CM ale registrelor R_1 și R_2 care se vor găsi la nivelul „1”.

Prima tranziție „SUS—JOS” a semnalului furnizat de generatorul de tact nu este luată în considerație deoarece bistabilele B_9, B_{10} și B_{11} sînt menținute în starea „1” de către impulsul „CV” aplicat la intrările $\bar{S}$ ale acestora. Cel de-al doilea impuls de tact basculează pe B_{11} și B_9 din „1” în „0”. La al treilea impuls de tact B_{10} trece din „1” în „0” și rămîne în această stare. În tot acest interval intrările CM ale registrelor de deplasare se găsesc în starea „1” și registrele vor încărca informația 01111111. Ieșirea A_1 a registrului de deplasare R_1 este conectată la intrarea S a bistabilului B_2 . În acest fel bistabilul B_2 este poziționat pe „1”, deci se realizează comutarea celei de a doua trepte de tensiune, conectîndu-se a doua cheie de comutare a curentului în rețeaua $R-2R$. Tranziția „SUS—JOS” a lui Q'_2 , conectat la

intrarea de tact a bistabilului B_1 realizează înscirarea în acesta a rezultatului furnizat de către comparator și prezent la intrările J_1 și K_1 ale bistabilului. Tot impulsul al treilea determină trecerea semnalului „CM” din „1” în „0” și, deci, registrele vor deplasa în continuare spre dreapta.

La fiecare impuls de tact zeroul din registrele R_1, R_2 avansează cite o poziție, determinînd pe rînd generarea tuturor treptelor de tensiune. În momentul în care zeroul apare în poziția C_2 a registrului de deplasare R_2 , bistabilul B_8 este pus pe „1”. Tranziția „SUS—JOS” a lui Q'_8 face activ tactul lui B_7 , care însciră rezultatul comparării. Q_8 fiind poziționat pe „1” este conectată la rețea ultima cheie. La următorul impuls de tact zeroul avansează în poziția D_2 , iar tactul $T(B_8)$ devine activ. Este posibilă astfel înscirarea rezultatului furnizat de către comutator, prezent la intrările J_8, K_8 , în ultimul bistabil.

Oprirea generatorului de tact este realizată la tranziția „JOS—SUS” a lui C_2 , front care basculează bistabilul B_{12} , de tip D .

Proiectarea generatorului de tact se face ținînd seama de particularitățile metodei de operare propuse în lucrare, precum și de timpul necesar pentru testarea bitului celui mai semnificativ. Pentru un C.A.N. de 8 biți și cuantă $\Delta U = 20$ mV, timpul necesar pentru testarea bitului celui mai semnificativ e dat de relația [2]:

$$t_{b7} = t_s + t_{cp} + t + t_i,$$

unde: $t_s \approx 3 \mu s$ (fig. 2); t_{cp} (timpul de propagare prin comparator) = 100 ns; t (timpul de propagare prin logică) = 100 ns; t_i (timpul de comutare al curentului în rețea) = 200 ns:

$$t_{b7} \approx 3 + 0,1 + 0,1 + 0,2 = 3,4 \mu s.$$

Avînd în vedere și timpul necesar pentru testarea următorului bit:

$$t_{b6} \approx 1,5 + 0,1 + 0,1 + 0,2 = 1,9 \mu s,$$

se adoptă o perioadă de tact $T = 1,9 \mu s$. Este verificată și condiția:

$$2T = 3,8 \mu s > 3,4 \mu s,$$

necesară testării bitului celui mai semnificativ.

În acest fel durata conversiei este:

$$D = 9 \times 1,9 \mu s = 17,1 \mu s.$$

În cazul utilizării unei scheme logice de comandă care asigură fiecărei trepte de tensiune intervale egale pentru încercare, durata ciclului de conversie ar fi fost mai mare și anume:

$$D = 8 \times 3,4 \mu s = 27,2 \mu s.$$

Prin aplicarea metodei de operare propuse s-a realizat o reducere a duratei conversiei cu aproximativ 37%.

Aplicînd metoda descrisă în [2], se poate reduce timpul de conversie la numai 10 μ s (pentru ROB 115).

Concluzii

Metoda propusă duce la scăderi importante ale duratei conversiei fără a complica esențial schema de generare a secvenței clasice [3]. Ea este de o structură mai simplă decît cea propusă în [2].

CZ 621.317.39

CONVERSIE PUTERE-NUMĂR

Metode noi de conversie putere-număr

STOICA VASILE * — TIMIȘOARA

Procesul de măsurare a puterii sau energiei electrice cu mijloace numerice prezintă interes atît în măsurile ordinare la sursele de producere a energiei sau la consumatori, cît și în experimentări sau cercetări de laborator, în ultimele cazuri precizia ce este oferită de instrumentul numeric fiind demnă de luat în considerare.

În literatură se prezintă numeroase metode de determinare numerică a puterii sau a energiei, schemele utilizate prelucrînd parțial analogic, parțial numeric, datele de intrare pentru obținerea unui număr proporțional cu puterea [1; 2]. Complexitatea mare a unor scheme a determinat efectuarea în continuare a cercetărilor în acest domeniu, interesul specialiștilor fiind încă de mare actualitate. În cele de mai jos se prezintă două metode noi de conversie a puterii în număr reprezentînd ideile brevetate de autor [3].

Un convertor-analog numeric de tensiune poate fi reprezentat printr-o schemă-bloc ca în figura 1, în care s-a acceptat că la intrarea a se aduce semnalul analogic reprezentat de

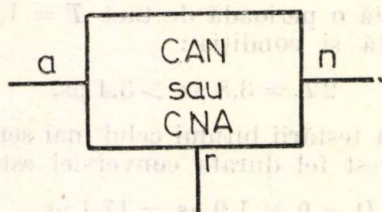


Fig. 1

tensiunea ce se va converti, la intrarea r se aduce semnalul analogic sub forma unei tensiuni de referință de valoare stabilă. La ieșirea n se obține un număr direct proporțional cu tensiunea ce se convertește și invers propor-

Bibliografie

- [1] Bulucea, C., Vais, M., Profeta, H. Circuite integrate liniare, Ed. tehnică, București, 1976.
- [2] Nașorniță, I., Petriu, E., Ghandt, E. Asupra unei modalități de operare a convertoarelor analog numerice ce lucrează prin metoda înjumătățirii. În: Automatica și Electronica 4, dec. 1980.
- [3] * * * Analog Devices. Analog Digital Conversion Notes, 1977.

țional cu cea de referință. În acest fel se poate scrie:

$$n = k \frac{a}{r}, \quad (1)$$

în care a și r sînt tensiuni, k o constantă, rezultînd din elementele constructive, iar n numărul proporțional cu tensiunea convertită. Un convertor numeric-analogic se poate reprezenta printr-o schemă-bloc identică, de data aceasta la intrarea n urmînd a se aduce numărul ce se va converti, la intrarea r o tensiune de referință stabilă, la ieșirea a manifestîndu-se o tensiune dată de relația:

$$a = k r n, \quad (2)$$

în care notațiile au semnificația ca în relația (1).

Utilizînd convertoare analog-numerice și numeric-analogice, se poate construi o schemă care să realizeze multiplicarea a două tensiuni și exprimarea numerică a produsului. În figurile 2 și 3 se prezintă două scheme prin care se realizează conversia unei puteri în număr, dacă se acceptă că expresia puterii este:

$$P = k_1 U_1 U_2, \quad (3)$$

ceea ce presupune sau un convertor curent-tensiune, sau un convertor analog-numeric în care mărimea de intrare să fie un curent. În cele ce urmează se va considera că realizarea conversiei numerice a produsului a două tensiuni oferă elementele necesare pentru conversia unei puteri. Tensiunea U_0 este cea de referință, de valoare cunoscută.

Aplicînd relația (1) convertorului analog-numeric CAN 1 se va obține:

$$n_1 = k_1 \frac{U_0}{U_1}, \quad (4)$$

* Institutul politehnic — Timișoara.

în care k_1 este o constantă proprie acestui convertor.

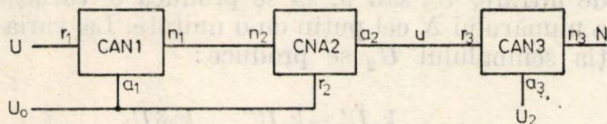


Fig. 2

În continuare, aplicând relația (2) convertorului numeric-analogic CNA 2, rezultă:

$$u = k_2 U_0 n_1 = k_1 k_2 \frac{U_0^2}{U_1}, \quad (5)$$

în care k_2 este constanta convertorului CNA 2.

Cel de al treilea convertor CAN 3, acționat cu U_2 și u la intrările a_3 și r_3 , va oferi la ieșirea n_3 numărul N determinat de relația (1):

$$N = k_3 \frac{U_2}{u} = \frac{k_3}{k_1 k_2} \frac{U_1 U_2}{U_0^2} = K_1 \frac{U_1 U_2}{U_0^2}, \quad (6)$$

în care k_3 este constanta convertorului CAN 3, iar K_1 rezultă din cele trei constante k_1 , k_2 , k_3 .

Succesiunea celor trei convertoare realizează succesiv mai întâi o conversie tensiune-număr, apoi o conversie număr-tensiune, astfel încât semnalul u rezultă a fi invers proporțional cu tensiunea de intrare U_1 , și în al treilea rând o conversie tensiune-număr, acesta din urmă fiind proporțional cu semnalul adus la intrarea a , tensiunea U_2 și invers proporțional cu semnalul u adus la intrarea r , adică în final proporțional cu produsul $U_1 U_2$.

În figura 3 se prezintă o schemă construită tot cu convertoare analog-numerice, respectiv numeric-analogice. Convertorul CAN 4 este

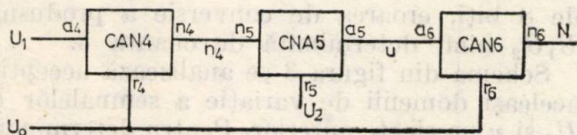


Fig. 3

acționat cu tensiunea constantă U_0 și cu tensiunea de semnal U_1 , furnizind semnalul numeric n_4 cu valoarea dată de relația (1):

$$n_4 = k_4 \frac{U_1}{U_0}, \quad (7)$$

k_4 fiind constanta acestui convertor.

Al doilea convertor CNA 5 este acționat cu numărul n_4 și semnalul U_2 adus la intrarea de

referință, astfel încât aplicând relația (2) se obține semnalul de ieșire u :

$$u = k_5 U_2 n_4 = k_4 k_5 \frac{U_1 U_2}{U_0}, \quad (8)$$

în care k_5 este constanta convertorului CNA 5.

Ultimul convertor furnizează semnalul numeric N determinat de relația (1) aplicată convertorului CAN 6:

$$N = k_6 \frac{u}{U_0} = k_6 k_5 k_4 \frac{U_1 U_2}{U_0^2} = K_2 \frac{U_1 U_2}{U_0^2}, \quad (9)$$

în care k_6 este constanta convertorului CAN 6.

Se obține, deci, un număr N proporțional cu produsul $U_1 U_2$, utilizabil pentru exprimarea puterii. Schema din figura 3 realizează succesiv o conversie tensiune-număr, acesta fiind proporțional cu semnalul de intrare U_1 , apoi o conversie număr-tensiune, mărimea analogică rezultată depinzând proporțional atât de mărimea numerică n_4 , cât și de cea analogică U_2 aduse la intrare, realizându-se deci un produs, cea de a treia prelucrare fiind o simplă conversie tensiune-număr, acesta din urmă rezultând proporțional cu semnalul de intrare, deci proporțional cu produsul $U_1 U_2$.

S-ar putea spune că schema din figura 2 realizează produsul $U_1 U_2$ prin împărțiri, de-a lungul schemei obținându-se mărimi în care semnalul de la ieșire este invers proporțional cu cel de la intrare, iar schema din figura 3 formează produsul $U_1 U_2$ prin înmulțiri, în diverse puncte ale schemei obținându-se mărimi proporționale cu cele aduse la intrare.

Observații asupra performanțelor

Pentru schema din figura 2 se vor determina valorile constantelor k_1 , k_2 și k_3 pornind de la necesitatea de a obține produsul $U_1 U_2$ cu o precizie dată. Pentru comoditatea analizei se acceptă că semnalele ce acționează în schemă au valorile maxime:

$$U_{1\max} = U_{2\max} = u_{\max} = U_0$$

și valorile minime:

$$U_{1\min} = U_{2\min} = \delta U_0.$$

Convertorul CAN 1 formează numărul n_1 conform relației (4). Constanta k_1 se va determina din condiția că, dacă semnalul de intrare U_1 variază cu o cuantă egală cu δU_0 , numărul n_1 să varieze cel puțin cu o unitate. Utilizând relația (4) se obține:

$$n'_1 = n''_1 = 1 = k_1 U_0 \left(\frac{1}{U'_1} - \frac{1}{U''_1} \right) = k_1 U_0 \frac{\delta U_0}{U'_1 U''_1}. \quad (10)$$

Relația (10) trebuie satisfăcută atât la valori mari, cât și la valori mici ale tensiunii U_1 , restrictiv fiind situația în care acestea se situează în apropierea limitei superioare. Punind :

$$U'_1 = (1 - \delta) U_0; U''_1 = U_0, \quad (11)$$

se obține pentru k_1 valoarea:

$$k_1 = \frac{(1 - \delta) U_0^2}{\delta U_0^2} \cong \frac{1}{\delta}. \quad (12)$$

Convertorul CAN 1 urmează să furnizeze numărul n_1 de valoare maximă :

$$n_{1\max} = k_1 \frac{U_0}{U_{1\min}} = \frac{1}{\delta} \frac{U_0}{\delta U_0} = \frac{1}{\delta^2}, \quad (13)$$

ceea ce înseamnă o conversie cu x_1 biți :

$$x_1 = \log_2 \frac{1}{\delta^2}. \quad (14)$$

Se remarcă acum că, CAN 1 trebuie să fie un convertor cu mulți biți.

Convertorul CNA 2 transformă numărul n_1 în tensiunea u , conform relației (5). Coeficientul de conversie k_2 rezultă din relațiile (5) și (13) :

$$k_2 = \frac{u_{\max}}{U_0 n_{1\max}} = \delta^2. \quad (15)$$

Cuanta de conversie se va calcula admitând o variație cu $\delta U_0 = U'_1 - U''_1$ a semnalului U_1 la intrarea în CAN 1 și rezultă ținând cont de relațiile (5), (12), (15) :

$$\Delta u = k_1 k_2 U_0^2 \left(\frac{1}{U'_1} - \frac{1}{U''_1} \right) = \delta U_0^2 \frac{\delta U_0}{U'_1 U''_1}. \quad (16)$$

Valoarea acestei cuante depinde de U_1 și este maximă atunci când U_1 variază de la δU_0 la $2 \delta U_0$:

$$\Delta u_{\max} = \frac{U_0}{2}. \quad (17)$$

Valoarea minimă se obține când $U_1 = U_0(1 - \delta)$:

$$\Delta u_{\min} = \frac{\delta^2 U_0}{1 - \delta} \approx \delta^2 U_0. \quad (18)$$

Și convertorul CNA 2 este de mulți biți avînd coeficientul $k_2 = \delta^2$ și fiind conectat pe partea numerică la ieșirea unui alt convertor de mulți biți.

Al treilea convertor CAN 3 lucrează conform relației (6). Constanta k_3 se va determina din condiția ca la variația cu o cuantă a semnalelor de intrare, U_2 sau u , să se producă o variație a numărului N cel puțin cu o unitate. La variația semnalului U_2 se produce :

$$\Delta N = \frac{k_3 U'_2 - k_3 U''_2}{u} = \frac{k_3 \delta U_0}{u}. \quad (19)$$

Valoarea maximă se obține dacă $u = U_0$, rezultînd $k_3 \delta = 1$. La variația semnalului u apare :

$$\Delta N = k_3 U_2 \left(\frac{1}{u'} - \frac{1}{u''} \right) \quad (20)$$

și, ținînd seama de relația (5) :

$$\Delta N = k_3 U_2 \left(\frac{U'_1 - U''_1}{k_1 k_2 U_0^2} \right) = \frac{k_3 U_2 \delta U_0}{\delta U_0^2} = \frac{k_3 U_2}{U_0}. \quad (21)$$

Valoarea minimă apare dacă U_2 este minim și egal cu δU_0 , cînd se va putea scrie $k_3 \delta = 1$. Ambele variante duc la același rezultat :

$$k_3 = \frac{1}{\delta}. \quad (22)$$

Se remarcă acum că, CAN 3 poate fi construit cu mai puțini biți decît CAN 1, numărul de biți x_3 fiind :

$$x_3 = \log_2 \frac{1}{\delta},$$

adică pe jumătate din x_1 .

Dacă se acceptă $\delta = 2^{-8}$, adică o cuantă de conversie a semnalelor U_1 și U_2 mai mică de 0,4 %, în schema din figura 2 se vor utiliza un CAN de 16 biți, un CNA de 16 biți și un CAN de 8 biți, eroarea de conversie a produsului $U_1 U_2$ fiind determinată de cuanta δ .

Schema din figura 3 se analizează acceptînd aceleași domenii de variație a semnalelor U_1 , U_2 și u precizate anterior. Pentru determinarea coeficientului de conversie k_4 se va pune condiția ca la o variație cu o cuantă a semnalului U_1 să se producă o variație cu o unitate a numărului n_4 rezultat, adică ținînd seama de relația (7) :

$$\Delta n_4 = n'_4 - n''_4 = k_4 \frac{U'_1 - U''_1}{U_0} = k_4 \delta = 1. \quad (23)$$

Aceasta înseamnă că pentru CAN 4 se va utiliza un convertor cu x_4 biți, relativ puțini :

$$x_4 = \log_2 \frac{1}{\delta}.$$

Constanta k_5 a convertorului CNA 5 se calculează din relația (8), astfel ca tensiunea u să aibă valoarea maximă egală cu U_0 , rezultând:

$$u_{\max} = U_0 = k_4 k_5 \frac{U_1 U_2}{U_0}, \quad (24)$$

adică, pentru U_1 și U_2 de valori maxime și $k_4 = \frac{1}{\delta}$:

$$k_5 = \delta. \quad (25)$$

La o variație a semnalului U_1 cu o cuantă, sesizată de CAN 4 prin variația lui n_4 cu o unitate, semnalul u se modifică cu Δu , conform relației:

$$\Delta u = k_4 k_5 \frac{U_2}{U_0} (U_1' - U_1''). \quad (26)$$

Având în vedere relațiile (23 și 25) rezultă:

$$\Delta u = \delta U_2, \quad (27)$$

ceea ce înseamnă o variație continuă proporțională cu U_2 . Dacă U_2 are valoare maximă, rezultă că cuanta Δu are valoarea δU_0 , convertorul CAN 6 putând fi uneori acționat cu semnale u având astfel de variații.

Convertorul CAN 6 are constanta k_6 ce se poate determina din condiția ca numărul N să aibă o variație cel puțin cu o unitate, atunci când u se schimbă cu o cuantă. Trebuie să se ia în discuție cea mai mare cuantă a tensiunii

u , în cazurile celelalte obținându-se un convertor cu mulți biți inutilizabili, atunci când u are salturi mari. Din relațiile (9), (23), (25), (27) rezultă:

$$\Delta N = N' - N'' = k_6 \frac{u' - u''}{U_0} = k_6 \frac{\delta U_0}{U_0} = 1, \quad (28)$$

sau:

$$k_6 = \frac{1}{\delta}, \quad (29)$$

ceea ce înseamnă un convertor cu x_6 biți, relativ puțini:

$$x_6 = \log_2 \frac{1}{\delta}. \quad (30)$$

Comparând schemele din figurile 2 și 3 referitor la performanțele convertoarelor utilizate, atunci când se păstrează precizia de determinare a produsului $U_1 U_2$, se constată că cea de a doua schemă este mai convenabilă, utilizând trei convertoare de puțini biți, în prima fiind necesare două convertoare cu număr dublu de biți.

Bibliografie

- [1] Gorelicov, H.I., Klistorin, I.F., Sobstel, G.M. Wattmetru numeric. Referativnii jurnal 1968. Seria Metrologie și tehnica măsurării, referat Nr. 1, 32, 1392.
- [2] Pop, E., Stoica, V. Principii și metode de măsurare numerică. Ed. Facla, Timișoara, 1977.
- [3] Stoica, V. Procedeu și instalație de măsurare numerică a puterii și energiei. Brevet R.S.R. Nr. 68840/1976.

CZ 621.55.621.38

TEHNICĂ DIGITALĂ
PROCESE TERMICE
SEMNAL UNIFICAT

Programatorul numeric ELX 732 A

COSTICĂ NITU, VLADIMIR WEINTRAUB * — BUCUREȘTI

1. Rolul programatorului numeric

Un programator numeric este un aparat care face parte din categoria elementelor secundare de automatizare și care are ca funcție principală elaborarea și transmiterea unui semnal unificat utilizabil ca mărime de referință la un regulator automat aflat într-o buclă de reglare.

* Institutul politehnic — București și IPATCT — București (Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru automatizări, tehnică de calcul și telecomunicații).

În exemplul de utilizare din figura 1 se pune în evidență rolul programatorului numeric (PN) care prescrie mărimea variabilă în timp x_i . Variația în timp a mărimii prescrise urmărește un program ideal ce rezultă din considerente tehnologice, pe care îl aproximează prin segmente de dreaptă care pot fi orizontale — paliere, sau oblice — pante. Parametrii acestor segmente sint stabiliți de către operator cu ajutorul unor dispozitive numerice aflate pe partea frontală a aparatului. În afară de funcția sa principală, programatorul este prevăzut și cu funcții auxiliare de transmitere la

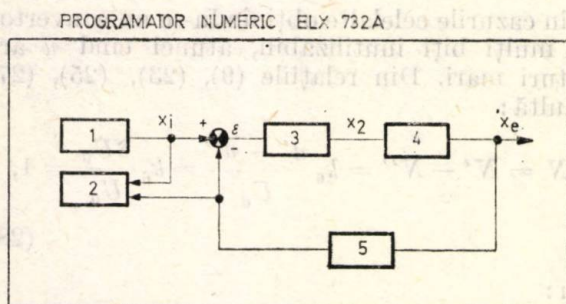


Fig. 1. Exemplu de utilizare a unui programator numeric: 1 — programator numeric; 2 — înregistrator; 3 — regulator automat PID; 4 — element de execuție + proces controlat; 5 — traductor.

distanță a unor comenzi, de semnalizare a regimurilor normale și accidentale și de selecție a unor regimuri de lucru speciale, care stau la îndemina operatorilor.

În figura 2 se prezintă un exemplu de program care conține patru segmente oblice cu pante diferite și două segmente orizontale de temperaturi și durate diferite. Ciclul se reia automat cu primul segment din program.

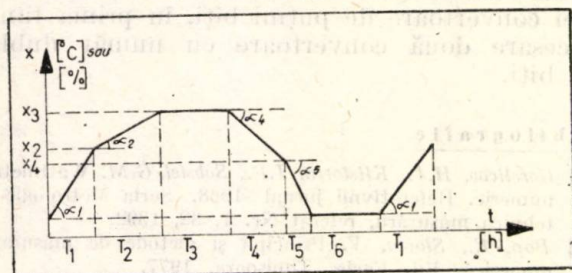


Fig. 2. Exemplu de program repetitiv cu 6 segmente.

Programatorul numeric este foarte util în cazul reglărilor de temperatură ale instalațiilor termice cu un înalt grad de precizie, de tipul cuptoarelor de tratamente termice din cadrul tehnologiilor de obținere a materialelor silicioase și metalice speciale, a sticlei etc.

Față de tipul analogic, programatorul numeric oferă o precizie superioară, în special în cazurile în care se solicită durate mari și gradienti de temperatură mici, o flexibilitate ridicată a programării și ușurință în introducerea programului. De remarcat că nici comanda manuală, pe lângă faptul că necesită o prezență umană continuă și activă, nu poate asigura precizia realizată de programatorul numeric.

Pentru completarea gamei de aparate electronice cuprinse în sistemul unificat de elemente de automatizare, s-a realizat prin colaborarea dintre IPB—Facultatea de automată și IPATCT—București, „Programatorul numeric ELX 732 A”, care este un aparat electronic de panou, compatibil cu elementele de automatizare din sistemul SEROM. În fotografie (fig. 3) se prezintă acest aparat care va fi expus în cele ce urmează.

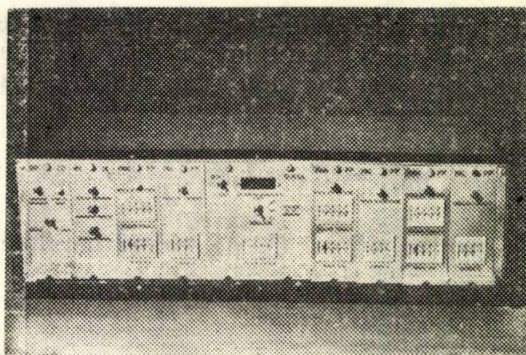


Fig. 3. Aparatul „Programator numeric ELX 732” produs de IPATCT.

2. Principiul de funcționare

Funcționarea aparatului se poate urmări cu ajutorul schemei-bloc din figura 4. Precizia secvențelor de lucru este asigurată de utilizarea unui cristal de cuarț într-un generator de frecvență ultrastabilă. Cu ajutorul unui

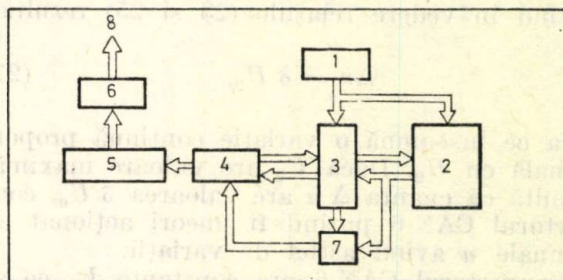


Fig. 4. Schema-bloc a aparatului: 1 — generator și divizor de frecvență GD; 2 — registru de stări RS; 3 — blocul logic BL; 4 — blocuri de frecvență programabile FP; 5 — bloc de calcul și afișare a referinței numerice RN; 6 — convertor N/A și adaptor de semnale CD; 7 — module funcționale MF (PANTA și PALIER); 8 — ieșiri de semnal unificat și comenzi secvențiale.

divizor cu circuite integrate se obțin frecvențele intermediare de lucru pentru celelalte blocuri. Programul secvențial, poate realiza o diagramă cu cel mult 6 segmente orizontale — paliere, sau oblice — pante obținute cu ajutorul a 6 module funcționale denumite corespunzător PAL sau PAN. Succesiunea de testare a celor 6 secvențe este asigurată de un registru cu 6 stări (blocul RS). Comanda stărilor se face către un bloc logic (BL), care transmite semnale corespunzătoare registrului de stare (RS), modulelor funcționale (PAL, PAN) și blocurilor de programare a frecvențelor (FP). Acestea servesc la obținerea unor frecvențe de impulsuri proporționale cu numerele fixate de operator pe comutatoarele decadice, numere ce semnifică durata palierele, respectiv valoarea finală și panta segmentelor oblice.

Frecvența programată pentru fiecare modul PAN este transmisă la un numărător reversibil (blocul RN), care are rolul de sumator al impulsurilor și de memorare a unui număr ce

reprezintă referința momentană sub formă numerică.

Conținutul numărătorului RN este transmis la un bloc de afișare (realizat cu LED-uri) a referinței sub formă numerică, aflat pe partea frontală a modului RN și la un convertor decodor numeric-analogic (blocul CD), care transformă informația digitală în semnalul unificat de bază (în tensiune 1 ± 5 V), care la rîndul său este convertit într-un semnal unificat de curent, în funcție de opțiunea beneficiarului.

Pornirea programatorului se face de la o valoare inițială stabilită de operator pe comutatorul decadice avînd această destinație, aflat pe panoul frontal al blocului RN.

Cînd se lucrează în secvența „palier”, pe comutatorul decadice de pe panoul frontal al modului PAL corespunzător se stabilește „durata” în ore, numărul respectiv inițializînd numărătorul reversibil din blocul FP. În continuare, numărătorul reversibil va număra în sens descrescător impulsuri avînd o perioadă de 6 minute, pînă cînd va ajunge în zero.

În acest moment va transmite un impuls care va comanda trecerea la secvența următoare, respectiv la modulul funcțional următor.

Cînd se lucrează în secvența „pantă”, pe comutatoarele decadice aflate pe panoul frontal al modului PAN corespunzător se vor stabili atît panta de creștere/descrere (în $^{\circ}\text{C/h}$ sau $\%/\text{h}$), cît și valoarea finală la terminarea secvenței. În acest timp, numărătorul reversibil din blocul FP este inițializat de 1 000 de ori pe oră cu numărul care reprezintă panta și prin numărare descrescătoare va transmite impulsuri la trecerile prin zero. La rîndul lor impulsurile sînt transmise simultan la un divizor cu 1 000, iar apoi blocul RN.

Această metodă de obținere a pantei este simplă, fiabilă și asigură o precizie foarte bună (mai bună de 0,5%).

3. Aspecte tehnologice și constructive

Programatorul numeric ELX 732 A este realizat cu circuite integrate de tip TTL și cu registre (numărătoare reversibile, divizoare, registre de deplasare) cu alimentare la +5 V. Proiectarea schemelor cu circuite integrate s-a făcut avîndu-se în vedere respectarea unor reguli severe avînd ca scop evitarea hazardului și asigurarea unei funcționări sigure în exploatare.

Principalele reguli respectate sînt:

a — în registrul de stare și în blocul logic se folosește comanda pe frontul unui semnal;

b — semnalele care sînt transmise la panourile frontale ale modulelor funcționale sînt de putere mai mare;

c — tehnologia de execuție a circuitelor impriate, este dintre cele mai perfecționate, astfel încît să evite întreruperile sau scurtcircuitările traseelor.

Proiectarea aparatelor a urmărit să ofere beneficiarului unele facilități care permit o mai largă utilizare a lor. Astfel, beneficiarul poate solicita module funcționale de orice fel pe care le poate pune în ordinea dorită.

După necesitate, el poate comanda un aparat destinat unor programe mai simple, echipat cu mai puțin de 6 module funcționale. În acest caz, aparatul va depista automat absența unor module funcționale, care vor fi astfel trecute (sărite) în cursul funcționării.

O altă caracteristică a proiectării electronice a „Programatorului numeric ELX 732 A” o constituie faptul că distribuirea schemei funcționale pe diferite module s-a făcut ținîndu-se seama și de criteriul unei ușurări a punerii în funcțiune și a depanării aparatului. Astfel, semnalele de ieșire și semnalizările unui modul depind numai de logica modului respectiv și de un număr redus de semnale de intrare.

Datorită acestui fapt, modulele electronice pot fi verificate și depanate separat. De asemenea, afișările numerice și semnalizările existente pe fiecare modul permit observarea imediată a apariției unei defecțiuni și evitarea unui program eronat.

Aparatul este realizat sub forma unei cutii paralelipipedice cu dimensiunile $614 \times 375 \times 178$.

Ansamblul funcțional din interiorul ei este compus din 9 boxe în construcție glisantă, fiecare putîndu-se extrage cu ajutorul unui mîner. Pereții laterali ai boxelor sînt plăci de circuite impriate, modulare, care conțin blocurile electronice.

În partea posterioară se găsește un conector mobil care face legătura cu placa de borne și care permite detașarea întregului ansamblu de carcasă.

4. Caracteristici tehnice

1. Valoarea maximă a duratei palierelor: 99,9 h, cu o rezoluție de 0,1 h (6 min) programabilă prin comutatoare decadice cu 3 cifre.

Pentru durate mici — sub 30 min, eroarea trebuie să fie mai mică de 6 s. Pentru durate medii între 0,5 și 3 h, eroarea trebuie să fie mai mică de 0,5%, iar pentru durate mari, de peste 3 ore, eroarea nu trebuie să depășească 1 min.

2. Valoarea maximă a pantei: $999^{\circ}/\text{h}$ cu rezoluția de $1^{\circ}/\text{h}$, respectiv $99,9\%/\text{h}$, cu rezoluția $0,1\%/\text{h}$. Precizia este mai bună de 0,5% din domeniul maxim de măsură.

Pantele pot fi ascendente (+) sau descendente (—), semnul stabilindu-se cu un comutator decadic de semn.

3. Modulele funcționale (MF) de tip PAN sau PAL sînt în număr de 2–6 (opțional) și se pot aranja în orice ordine.

Varianta 1 de produs permite schimbarea locului primelor 3 module funcționale între ele și a ultimelor 3 între ele, fiind mai ieftină, în timp ce varianta 2 permite intersanjabilitatea tuturor celor 6 boxe conținînd module funcționale.

4. Precizia aparatului depinde de stabilitatea frecvenței—pilot și de eroarea de conversie N/A. Utilizarea oscilatorului cu cuarț și sortarea elementelor convertorului asigură aparatului o precizie mai bună de 0,5% și o bună stabilitate cu temperatura.

5. Gamele de variație a referinței exprimate numeric sînt următoarele:

0–500°C, 0–600°C ... 0–1600°C, toate cu rezoluție de 1°C și 0–100% cu rezoluție de 0,1%.

Dintre acestea se recomandă:

0–600°C, pentru termocupluri fier—constantan;

0–1 200°C, pentru termocupluri nichel—crom—nichel;

0–1 600°C, pentru termocupluri platină—rhodiu—platină.

6. Gamele de semnal unificat de ieșire.

Aparatul oferă toate semnalele unificate în tensiune și curent existente în „Sistemul de reglare SNA”, și anume:

— $1 \div 5$ V (cod 1);

— $0 \div 5$ mA (cod 2);

— $0 \div 10$ mA (cod 3);

— $2 \div 10$ mA (cod 4);

— $0 \div 20$ mA (cod 5);

— $4 \div 20$ mA (cod 6).

7. Aparatul permite următoarele regimuri de lucru:

a. Monociclu — cînd aparatul se blochează la terminarea unui ciclu și la ieșire apare semnalul „sfîrșit program”.

b. Repetitiv — cînd aparatul reia automat ciclul avînd ca valoare inițială valoarea finală rezultată din programul precedent.

Operatorul poate comanda printr-un comutator blocarea programului cu memorarea referinței numerice din acel moment, repornirea lui necesitînd operația de „inițializare”.

Aparatul are un buton de „selectare modul” în funcțiune, cu ajutorul căruia operatorul poate stabili modulul funcțional de început al programului. După o întrerupere accidentală, acesta poate să nu fie primul modul prevăzut în aparat.

8. Aparatul asigură semnalizări locale și la distanță, cum ar fi:

— funcționarea integrală a aparatului, cu asigurarea referinței analogice;

— evidențierea modulului funcțional în acțiune;

— semnalizarea sfîrșitului de program;

— evidențierea referinței numerice la momentul respectiv, prin butonul „test”.

Aparatul permite următoarele comenzi locale și de la distanță:

— inițializare — stabilirea punctului de plecare a programului;

— start — comanda de începere a programului;

— blocat/liber — cînd se dorește întreruperea programului cu memorarea referinței numerice și apoi repornirea lui prin „inițializare”.

5. Prezent și perspectivă

Aparatul prezentat în articol a fost omologat și pus în fabricație de mică serie la secția de producție a Institutului de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru automatizări, tehnică de calcul și telecomunicații (IPATCT). Avînd în vedere progresul tehnic deosebit de rapid înregistrat de electronică în anii noștri, ne propunem în continuare să perfecționăm acest aparat utilizînd cele mai noi tehnologii apărute pe plan mondial.

Introducerea pe scară largă a microprocesoarelor în elaborarea aparatului de automatizare deschide perspective noi și în concepția programatoarelor numerice.

Microprocesoarele permit o reducere considerabilă a gabaritelor aparatului și a numărului de componente, o creștere substanțială a fiabilității și o lărgire a domeniului de aplicație (de exemplu, numărul de segmente ale programului poate ajunge la 48). La aceasta va contribui și tehnologia CMOS utilizată de microprocesoare care va conduce la o creștere a imunității față de perturbații.

Simboluri și convenții pentru circuite logice

IOAN DRĂGHICI, ALEXANDRU IACOB* — BUCUREȘTI

Introducere

Numărul mare și varietatea elementelor logice mereu în creștere impun menținerea în ritm a simbolurilor folosite pentru reprezentarea grafică a acestora.

Există două mari familii de simboluri de largă acceptare și utilizare: tabelul 1, [1 — 13]:

— simboluri ce folosesc și arce de cerc, care își au originea în MIL STD 806C; forma lor permite distingerea intrărilor de ieșiri;

— simboluri dreptunghiulare, care își au originea în „American Standard Graphic Symbols for Logic Diagrams”, IEEE Std. 91—1962, ASA Y32. 14—1962 și care au fost adoptate, aproximativ în aceeași formă, de CEI și de către organisme CAER. Din ce în ce mai multe publicații și firme tind să înlocuiască vechile simboluri rotunde cu noile simboluri dreptunghiulare. Introducerea mașinilor de desenat susține puternic această tendință.

În anul 1973 cele două standarde amintite au fost înlocuite de un singur standard „IEEE Standard Graphic Symbols for Logic Diagrams”, IEEE Std 91—1972, ANSI Y32.14—1973, care permite folosirea ambelor tipuri de simboluri în proiecte diferite [9].

De asemenea, practica a impus introducerea unor convenții legate de schemele cu circuite logice și de explicarea funcționării lor având drept scop prezentarea unitară și facilitarea înțelegerii lor.

Materialul de față își propune să prezinte principalele tendințe în acest domeniu. Pentru a elimina posibilele confuzii se vor folosi convențiile logice pozitive, adică valoarea logică 1 este asociată stării SUS (HIGH) a semnalului, iar valoarea logică 0 este asociată stării JOS (LOW) a semnalului.

1. Dimensiunile simbolurilor MIL

Pornind de la unitatea de dimensiune a , dimensiunile principalelor simboluri sînt prezentate mai jos (fig. 1).

Trebuie menționate și prevederile standardului cu privire la reprezentarea intrărilor și ieșirilor multiple:

— în dreptul unei porți pot fi desenate maximum 3 intrări, ca în figura 2a;

— în cazul unui număr mai mare de intrări acestea se desenează pe prelungirile marginii de intrare, fie în ambele părți (fig. 2b), fie într-o singură parte (fig. 2c);

Tabelul 1

Funcția	MIL 806 C	DIN 41785	CEI 117	STAS R 6001-74
ȘI				
ȘI-NU				
SAU				
SAU-NU				
SAU EXCLUSIV				
Și cablat		NS	NS	
SAU cablat		NS	NS	
Inversor				
Neinversor (buffer)				
Intrare inversoare (la un SAU)				
Ieșire cu colectorul în gol (la un inversor)		NS		NS
Circuit Schmitt			NS	
Comparator				
Intrări de expansiune (la un ȘI-SAU-NU)			NS	
Expansor ȘI pentru SAU			NS	
Intrare de comanda pentru circuite cu trei stări (la un buffer)			NS	NS
Circuit basculant bistabil				
Circuit basculant monostabil				
Înfrizire		NS		

NS = nespecificat

— ieșirile buffer-inversoarelor se desenează simetric, de o parte și de alta a simbolului (fig. 2d);

— intrările „enable” pentru circuitele cu trei stări se desenează lateral (fig. 2 e,f).

2. Simboluri MIL pentru circuite secvențiale, MSI, LSI

În aceste cazuri simbolurile au formă dreptunghiulară, iar intrările și ieșirile sînt etichetate pentru a elimina confuziile (fig. 3). Intrările trebuie desenate, pe măsura posibilităților pe latura stîngă, iar ieșirile pe latura dreaptă. Intrările de cascaderă (transporturile la suma-

* Institutul politehnic—București, Fabrica de calculatoare—București.

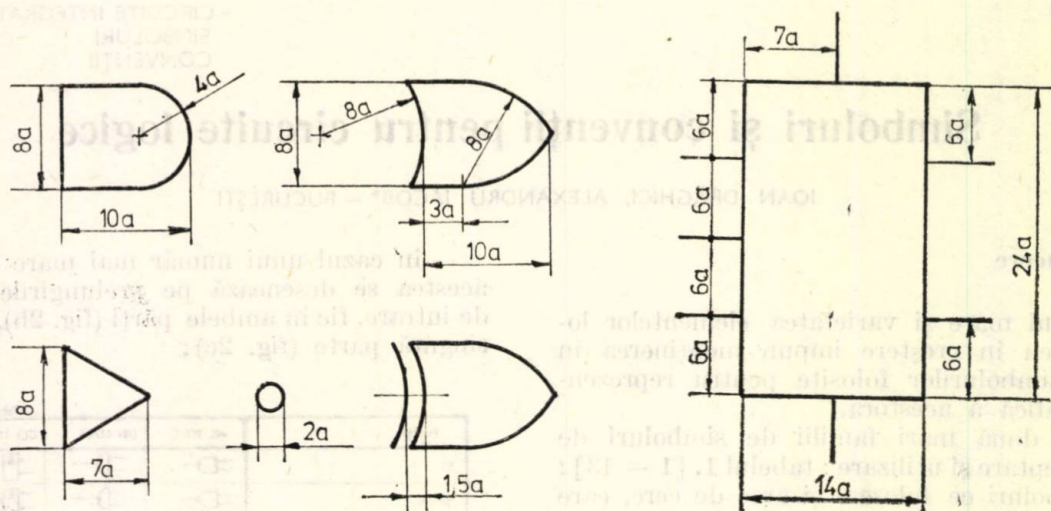


Fig. 1. Dimensiunile simbolurilor MIL.

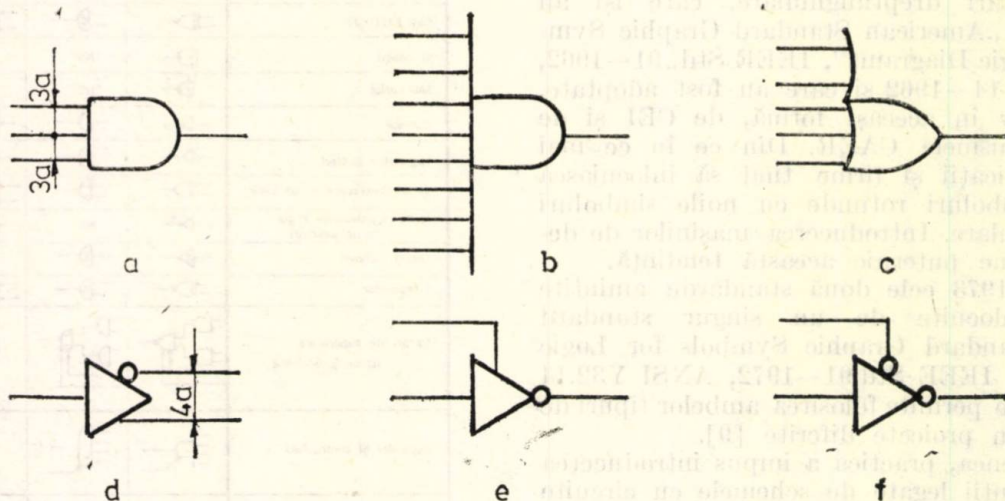


Fig. 2. Moduri de reprezentare a intrărilor și ieșirilor la circuitele combinaționale.

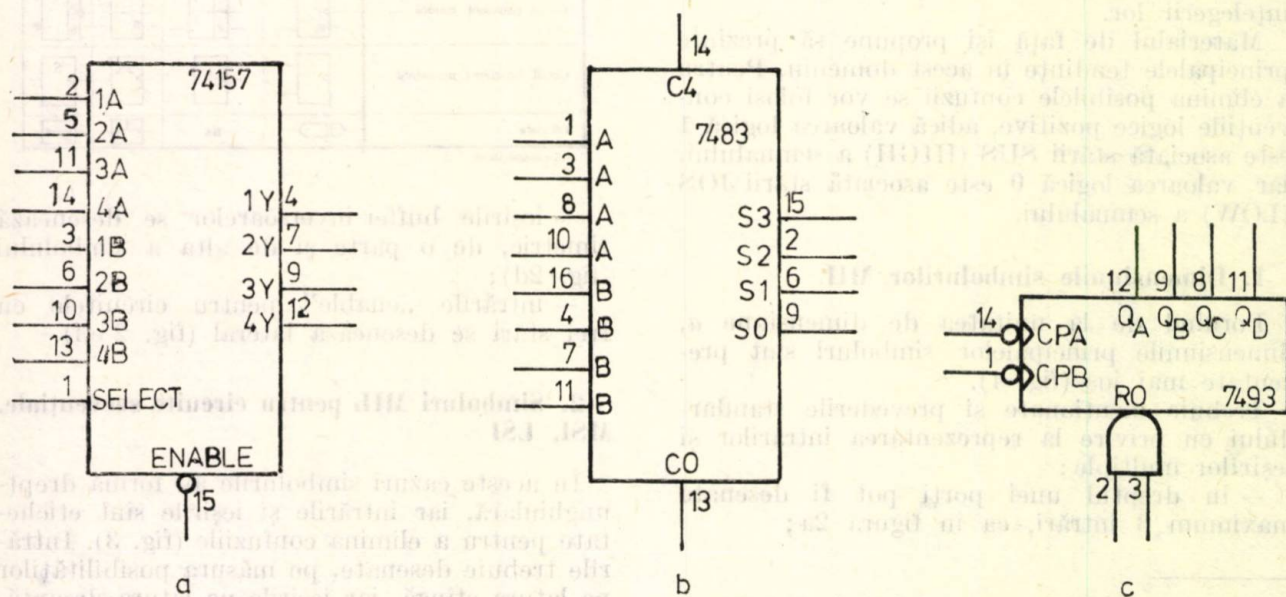


Fig. 3. Așezarea intrărilor și ieșirilor la circuitele MSI și LSI.

toare), comenzile asincrone (ștergere, enable) sau ieșirile de pondere ale numărătoarelor pot fi desenate astfel: ieșirile sus și intrările jos.

Intrările de tact, care pot fi acționate la front pozitiv (adică urcător) sau negativ (coborât) sau la nivel (SUS sau JOS) se desenează cu simboluri ce semnifică și momentul când ieșirile devin valide [12]:

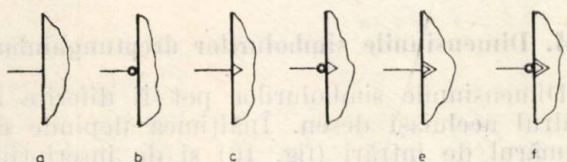


Fig. 4. Simboluri pentru intrări de tact.

NIVELUL SUS — Ieșirea urmărește intrarea de date cât timp intrarea de tact este JOS și devine validă când tactul trece SUS, dacă intrarea este bidirecțională (latch D). Dacă intrările sînt unidirecționale (latch RS), ieșirea răspunde condițiilor de intrare și este considerată validă când intrarea de tact ajunge SUS (fig. 4a).

NIVEL JOS — Ieșirea urmărește intrarea de date cât timp intrarea de tact este SUS și devine validă când tactul trece JOS, dacă intrarea este bidirecțională (SN 7475). Dacă intrările sînt unidirecționale, ieșirea răspunde condițiilor de intrare și este considerată validă când intrarea de tact ajunge JOS (fig. 4b).

FRONT POZITIV — ieșirea răspunde la condițiile de intrare și devine validă pe durata frontului pozitiv (SN 7474). Dacă bistabilul este de tip master-slave, master-ul acceptă datele cât timp tactul este JOS (SN 74105) (fig. 4c).

FRONT NEGATIV — ieșirea răspunde condițiilor de intrare și devine validă pe durata frontului negativ (SN 74H101). Dacă bistabilul este de tip master-slave, master-ul acceptă datele cât timp tactul este SUS (SN 7473) (fig. 4d).

FRONT POZITIV CU BLOCAREA DATELOR — în cazul bistabilelor master-slave la care datele sînt acceptate numai pe frontul negativ, iar ieșirea devine validă pe frontul pozitiv. Datele sînt reținute de master între cele două fronturi (fig. 4e).

FRONT NEGATIV CU BLOCAREA DATELOR — în cazul bistabilelor master-slave la care datele sînt acceptate numai pe frontul pozitiv, iar ieșirea devine validă pe frontul negativ (fig. 4f).

Convențiile menționate mai sus pentru intrările de tact pot fi rezumate astfel:

— ieșirea este validă după frontul pozitiv al semnalului aplicat la intrări de tact fără cerculeț de negare;

— ieșirea este validă după frontul negativ al semnalului aplicat la intrări de tact cu cerculețul de negare.

3. Simbolurile dreptunghiulare

Există o tendință tot mai puternică de înlocuire a simbolurilor cu semicercuri de către simbolurile dreptunghiulare, accentuată și de introducerea mijloacelor de proiectare și desene. Principala deficiență a acestor simboluri este uniformitatea lor, care cere restruc-turarea modului de gândire al celor care lucrează cu ele.

Se vor prezenta aceste simboluri în varianta adoptată de comun acord de țările membre ale CAER, care, în țara noastră, are statut de recomandare [1].

Simbolul poate conține una sau mai multe suprafețe (cîmpuri) dreptunghiulare în interiorul cărora, în partea superioară, se află notată funcția îndeplinită de elementul logic conform tabelului 2.

Tabelul 2

Funcția	Notare	Funcția	Notare
SAU	1	Circuit bistabil	T
SI	&	Circuit bistabil	
Adunare modulo 2	M2	master-slave	TT
Echivalența	=	Registru	RG
Antivalența	=1	Registru de de-	
n și numai n		plasare la dreapta	RG→
($n > 1, n \in \mathbb{N}$)	=n	Registru de de-	
Prag logic n		plasare la stînga	RG←
($n > 1, n \in \mathbb{N}$)	$\geq n$	Registru universal	
Prag logic 2	≥ 2	(deplasare în am-	
Majoritate	$\geq M$	bele sensuri)	RG↔
Decodificator	DC	Numărător	CT
Codificator	CD	Numărător binar	CT2
Comparator	=	Numărător zecimal	CT10
Semisumator	HS	Element de întir-	
Sumator	SM	ziere — element	
SI cablat	&◇	de timp	I
SAU cablat	1◇	Monostabil	S
Convertor de cod		Prag logic	
(x, y alese arbitrar)	X/Y	(trigger Schmitt)	h
Generator	G	Amplificator	h
Formator de		Amplificator de	
impulsuri	F	putere	h

Cîmpul principal poate fi însoțit de unul sau mai multe cîmpuri secundare de intrare, așezate în stînga lui, lipit de el și avînd aceeași înălțime totală și de unul sau mai multe cîmpuri secundare de ieșire, așezate în dreapta lui, lipit de el și avînd aceeași înălțime totală (fig. 5).

Intrările sînt așezate numai la stînga simbolului, iar ieșirile numai la dreapta. Nu se folosesc săgeți care să indice sensul propagării informației.

Intrările și ieșirile pot fi însoțite de mărci — semne care să diferențieze modul în care acțio-

nează asupra circuitului sau sînt acționate de circuit (fig. 6, [3]).

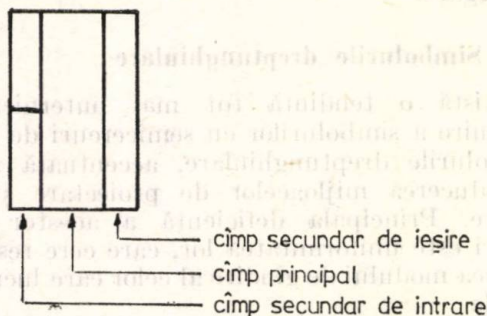


Fig. 5. Simbol general.

În celelalte cazuri se prevede un cîmp secundar în care se notează fie denumirea intrării (ieșirii), fie funcția logică care reunește un grup de intrări (fig. 8).

Reprezentarea circuitelor basculante bistabile sincronice va folosi pentru intrarea de sincronizare simboluri din figura 6, iar la intrare se va prevedea un cîmp secundar pentru a nota denumirea intrărilor (fig. 9).

4. Dimensiunile simbolurilor dreptunghiulare

Dimensiunile simbolurilor pot fi diferite în cadrul aceleiași desen. Înălțimea depinde de numărul de intrări (fig. 10) și de inscripțiile

Intrări	Ieșiri	Semnificație
		Static direct
sau	sau	Static invers
sau	sau	Dinamic direct
sau	sau	Dinamic invers
		Conexiune nepurtătoare de informație

Fig. 6. Mărci pentru intrări—ieșiri.

Intrările (ieșirile) pot fi reprezentate ca fiind conectate direct la cîmpul principal dacă sînt îndeplinite următoarele condiții:

— dacă toate intrările (ieșirile) sînt logic echivalente, adică funcția elementului nu se schimbă cînd acestea sînt schimbate între ele (fig. 7a);

— dacă intrările (ieșirile) sînt și directe și inverse, echivalența existînd și în acest caz numai că la una din grupele de intrări semnalele sosesc negate; ele vor fi grupate (fig. 7b și c);

— dacă în afara intrărilor (ieșirilor) echivalente există conexiuni nepurtătoare de informație; ele vor fi figurate despărțite (fig. 7d).

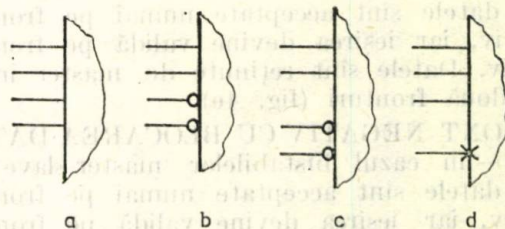
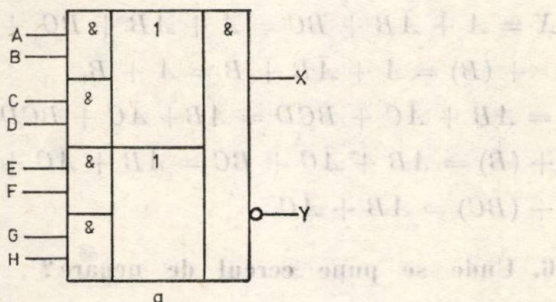


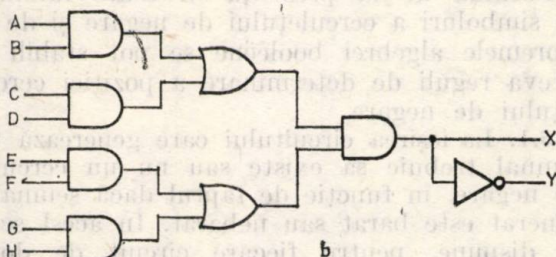
Fig. 7. Tipuri de intrări fără cîmp secundar.

din cîmpul principal. Lățimea depinde de prezența cîmpurilor auxiliare și de mărimea inscripțiilor. Ambele dimensiuni trebuie să fie multiplu întreg al unității dimensionale a

($a = 5$ mm pentru desene manuale și $a = 4$ mm pentru desene executate automat).

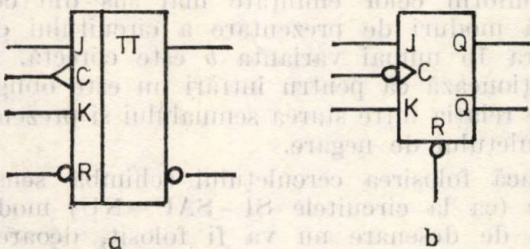


a

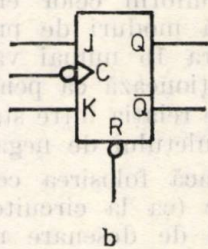


b

Fig. 8. Circuit logic cu mai multe nivele: a) prezentat cu simboluri noi; b) prezentat cu simboluri MIL.

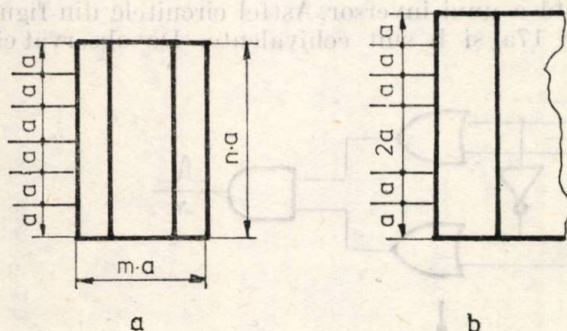


a

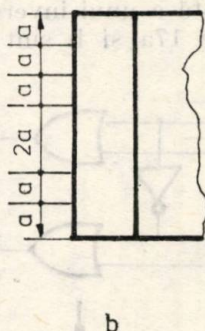


b

Fig. 9. Bistabilul JK tip SN 7473: a) în simboluri noi; b) în simboluri MIL.



a



b

Fig. 10. Poziționarea intrărilor: a) în general; b) două grupe de intrări.

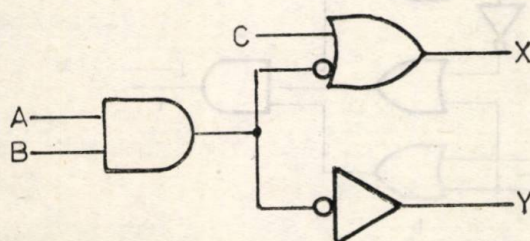


Fig. 11. Anularea cerculețelor la capetele unei conexiuni.

Intrările sau ieșirile nu pot fi poziționate lateral în dreptul laturilor superioară și inferioară sau pe aceste laturi.

5. Reguli de lucru cu simbolurile logice ale circuitelor combinate

Pornind de la prezența în toate familiile de simboluri a cerculețului de negare și de la teoremele algebrei booleene, se pot deduce o serie de reguli de manipulare a simbolurilor, utile în proiectarea circuitelor combinate. Unele din acestea se prezintă mai jos, exemplificate cu simboluri MIL.

Legea negării negăției. Funcția logică a unei scheme rămâne neschimbată dacă la toate capetele unei conexiuni cerculețele sunt anulate, iar acolo unde nu există sunt adăugate (fig. 11).

Teorema De Morgan. Funcția logică a unei scheme rămâne neschimbată dacă porțile SAU sunt înlocuite cu porți SI, iar porțile SI cu porți SAU, simultan cu anularea cerculețelor adiacente și adăugarea lor acolo unde nu există.

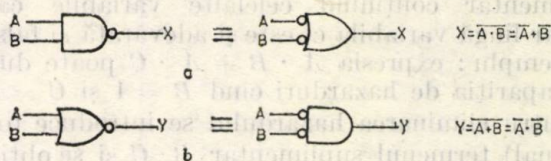


Fig. 12. Teorema De Morgan.

Teorema asociativității. Funcția logică a unei scheme rămâne neschimbată dacă intrările unei porți SI (SAU) a cărei ieșire este legată numai la intrarea unei alte porți SI (SAU) sunt atribuite celei de a doua porți. Ultima poartă poate fi negată și atunci rămâne negată (fig. 13).

Teorema absorbției (redundanței). Dacă același semnal intră într-o poartă SI și în poarta

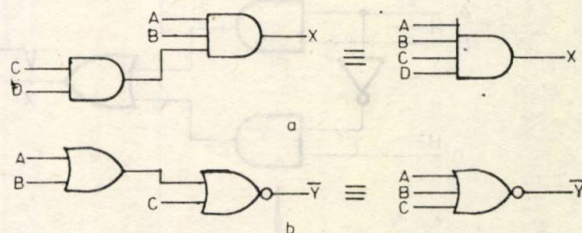


Fig. 13. Teorema asociativității.

SAU care urmează, poarta SI poate fi eliminată (și duala ei) (fig. 14).

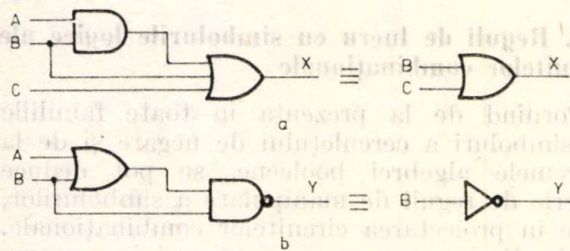


Fig. 14. Teorema absorbției.

Teorema eliminării hazardului. Se demonstrează că dacă o expresie se poate reduce la una din formele $A + \bar{A}$ sau $A \cdot \bar{A}$, poate apare hazardul, adică virfuri ale semnalului nedorite, de scurtă durată. Pentru eliminarea hazardului se urmărește ca nici una din cele două expresii să nu apară. Acest lucru se realizează prin introducerea unui termen suplimentar conținând celelalte variabile care apar lângă variabila ce este și adevărată și falsă. Exemplu: expresia $A \cdot B + \bar{A} \cdot C$ poate duce la apariția de hazarduri când $B = 1$ și $C = 1$; pentru eliminarea hazardului se introduce (opțional) termenul suplimentar $B \cdot C$ și se obține expresia liberă de hazard: $A \cdot B + \bar{A} \cdot C + (B \cdot C)$ (când $B = 1$ și $C = 1$ ea este 1, fără hazard) (fig. 15a). Conform principiului dualității, la expresia $(A + B)(\bar{A} + C)$, la care hazardul apare când $B = 0$ și $C = 0$ se adaugă $B + C$ și devine $(A + B)(\bar{A} + C)(B + C)$ care este 0 când $B = 0$ și $C = 0$ (fig. 14b). Însă termenul care se adaugă opțional poate fi folosit la absorbția unor circuite și astfel teorema

eliminării hazardului poate fi folosită pentru simplificarea unor circuite:

$$X = A + \bar{A}B + BC = A + \bar{A}B + BC + (B) = A + \bar{A}B + B = A + B,$$

$$Y = AB + \bar{A}C + BCD = AB + \bar{A}C + BCD + (B) = AB + \bar{A}C + BC = AB + \bar{A}C + (BC) = AB + \bar{A}C.$$

6. Unde se pune cercul de negare?

Pornind de la prezența în toate familiile de simboluri a cerculețului de negare și de la teoremele algebrei booleene se pot stabili și câteva reguli de determinare a poziției cerculețului de negare.

6.1. La ieșirea circuitului care generează un semnal trebuie să existe sau nu un cerculeț de negare, în funcție de faptul dacă semnalul generat este barat sau nebarat. În acest scop se dispune, pentru fiecare circuit de două simboluri (rezultând din teorema De Morgan) ca în tabelul 3.

Conform celor enunțate mai sus din cele două moduri de prezentare a circuitului din figura 16 numai varianta b este corectă. Se menționează că pentru inițieri nu este obligatorie relația între starea semnalului și prezența cerculețului de negare.

Dacă folosirea cerculețului schimbă sensul logic (ca la circuitele SI—SAU—NU) modul dual de desenare nu va fi folosit, deoarece introduce confuzii.

6.2. Prezența cerculețului de negare la o intrare trebuie văzută ca o prezentare abreviată a unui inversor. Astfel circuitele din figurile 17a și b sînt echivalente. De observat că

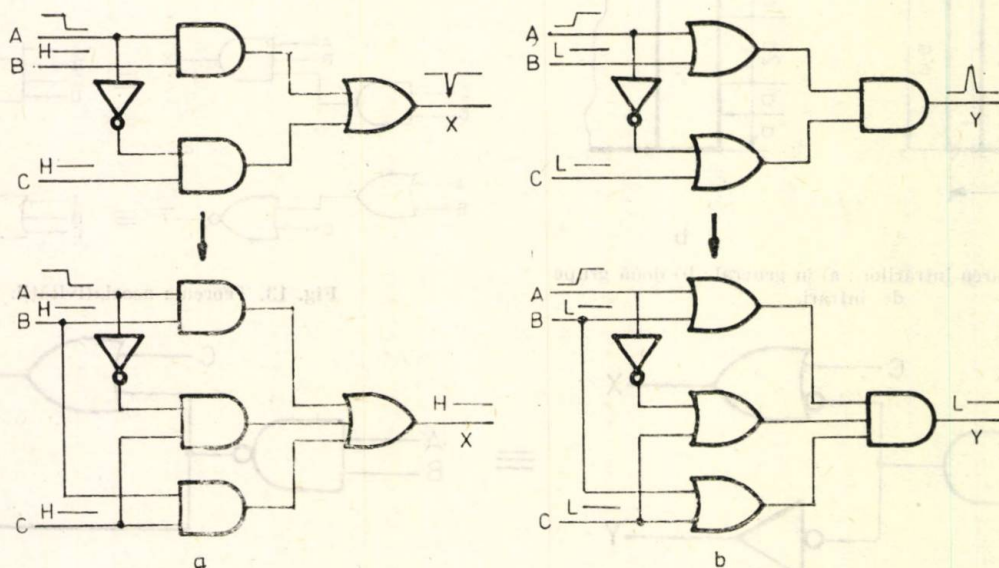
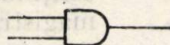
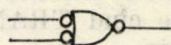
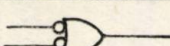
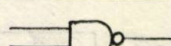
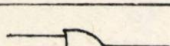
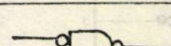
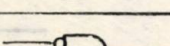
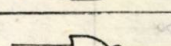
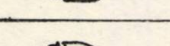
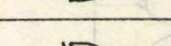
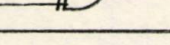
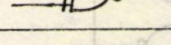
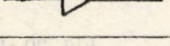
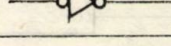


Fig. 15. Teorema eliminării hazardului.

Tabelul 3

Funcția	leșiri fără negație	leșiri cu negație
ȘI		
ȘI-NU		
SAU		
SAU-NU		
ECHIVALENȚĂ		
BUFFER		
INVERTER		

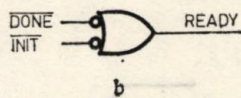
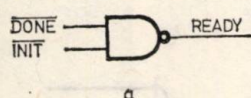


Fig. 16. Relație între starea semnalului și cerucețul de negare : a) incorect ; b) corect.

eticheta din interiorul simbolului circuitului este în concordanță cu funcția realizată în interiorul dreptunghiului, nu la intrarea cerucețului dacă acesta există. Bistabilul poate fi desenat, de asemenea, și ca în figura 17c în care sarcina inversării este preluată în interiorul dreptunghiului de către etichetele terminalelor. Varianta *a* rămâne cea corectă pentru că este cea mai clară.

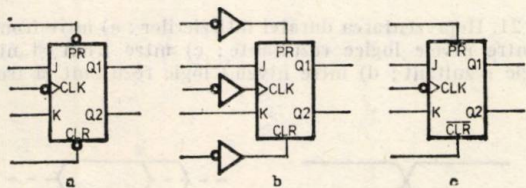


Fig. 17. Reprezentarea bistabilului 7476 : a) cu cerucețe de negare ; b) cu reliefarea inversoarelor ; c) cu preluarea inversării de către etichetele semnalelor.

6.3. Denumirea semnalului trebuie să fie în concordanță cu acțiunea sau condiția pe care o simbolizează și anume să fie activ atunci când această acțiune sau condiție are loc. Dacă acțiunea (condiția) are loc când semnalul este SUS, semnalul este activ SUS și denumirea lui trebuie să fie nebarată. Dacă acțiunea (condiția) are loc când semnalul este JOS, semnalul este activ JOS și denumirea lui trebuie să fie barată. Deci semnalul condiționează indepli-

nirea unei acțiuni de starea lui activă (fig. 18) Nu trebuie făcută confuzia între valoarea nivelului active și convenția logicii (logică pozitivă și logică negativă), care este de obicei aceeași pentru întreg circuitul analizat.

Unele circuite au intrări de comandă care le permit să execute o funcție sau alta, în funcție de nivelul semnalului pe respectiva intrare. Astfel sînt UP/DOWN pentru număratoarele reversibile, SHIFT/LOAD pentru registrele de deplasare READ/WRITE pentru memorii RAM etc. În aceste cazuri prima denumire arată acțiunea care are loc cînd semnalul este SUS, iar a doua cînd semnalul este JOS (fig. 18).

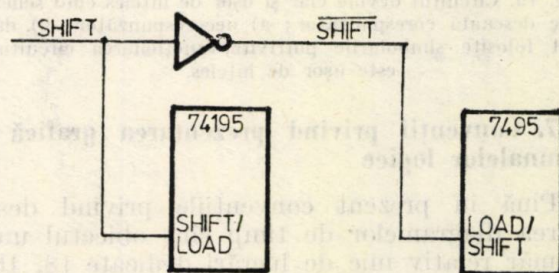


Fig. 18. Comandarea circuitelor cu funcții similare dar în antifază. Denumirea semnalului de comandă este corelată cu starea sa activă.

Un exemplu convingător pentru cele relatate mai sus este prezentat în figura 19. Varianta *a* [9], este nerecomandabilă, pentru că este greu de înțeles. Ea nu permite clarificarea imediată a întrebărilor de genul : care sînt nivelele active pe magistrale, cînd circuitul 74193 numără înainte, cînd numără înapoi, cînd valoarea acumulată în numărator este transferată pe magistrala *B* etc. Mult mai ușor sînt lămu-

rite aceste probleme pe varianta *b*. Numărătorul, numără la MASTER CLK înainte când UP ENABLE este activ și înapoi când DN ENABLE este activ și UNDERFLOW inactiv. Transferul valorii număratorului pe magistrala *B* se face când TRANSFER sau EXAMINE este activ.

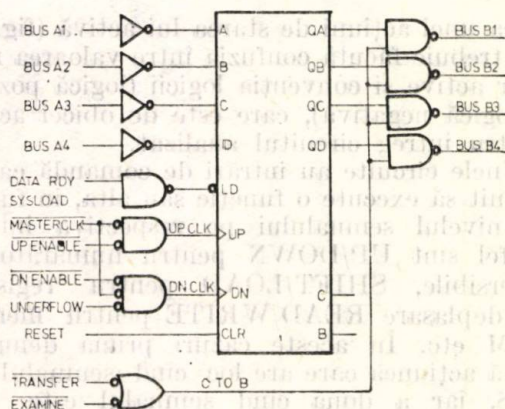
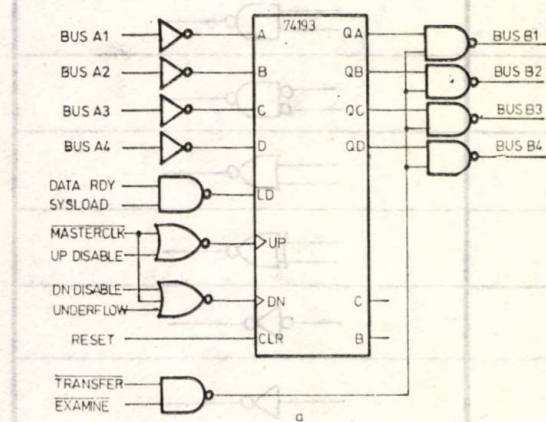


Fig. 19. Circuitul devine clar și ușor de înțeles când schema este desenată corespunzător: a) necorespunzător; b) dacă sînt folosite simbolurile potrivite, funcționarea circuitului este ușor de înțeles.

7. Convenții privind prezentarea grafică a semnalelor logice

Pînă în prezent convențiile privind desenearea diagramelor de timp sînt obiectul unui număr relativ mic de lucrări dedicate [8, 16]. Lipsește de asemenea abordarea domeniului de către standarde. Vom încerca să prezentăm principalele tendințe întâlnite în literatură în scopul captării unei audiențe cît mai largi, primul pas spre standardizare.

Semnal logic singular. În figura 20 sînt prezentate principalele situații în care poate fi reprezentat un semnal logic. De cite ori spațiul permite se evidențiază și durata tranzițiilor.

Întîrzieri între semnale. Aceste convenții precizează și modul în care se notează momentul unei tranziții și momentul atingerii unui nivel logic (fig. 21).

Magistrale de date. De cele mai multe ori reprezentarea semnalelor de pe magistrala de date nu urmărește evidențierea conținutului ei, ci doar a momentelor schimbării acestui conținut. În aceste cazuri toate semnalele magistralei sînt prezentate ca un singur semnal care are ambele nivele logice simultan (fig. 22).

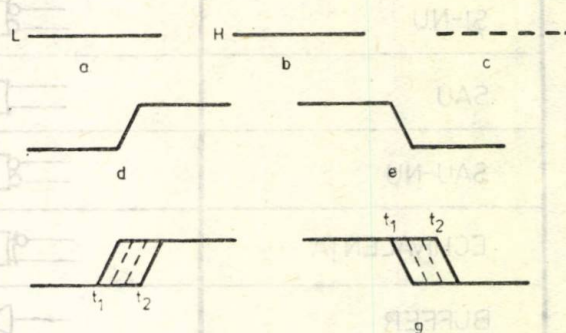


Fig. 20. Reprezentarea semnalelor singulare: a) nivel JOS; b) nivel SUS; c) nivel flotant (ieșire tri-state în $Z\infty$); d) tranziție JOS—SUS (front pozitiv); e) tranziție SUS—JOS (front negativ); f) frontul pozitiv este situat între momentele t_1 și t_2 ; g) frontul negativ este situat între momentele t_1 și t_2 .

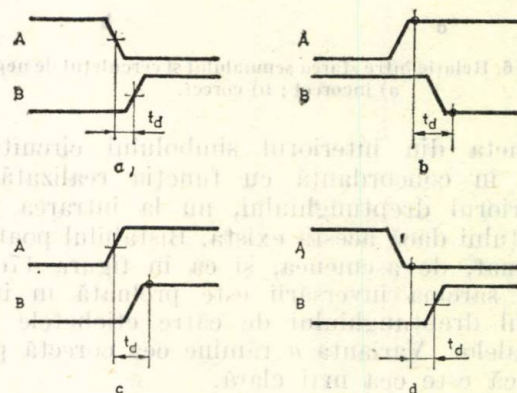


Fig. 21. Reprezentarea duratei întîrzierilor: a) între fronturi; b) între nivele logice rezultante; c) între front și nivelul logic rezultat; d) între nivelul logic rezultat și front.

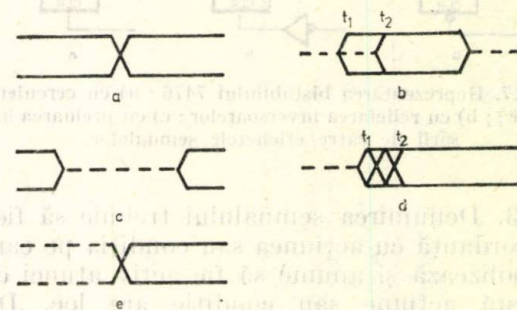


Fig. 22. Diagrame de timp pentru magistrale de date: a) schimbarea conținutului de date; b) magistrala redevine activă oricînd între momentele t_1 și t_2 ; c) magistrala flotantă (în $Z\infty$); d) semnalele magistralei nu sînt stabile între momentele t_1 și t_2 ; e) stările logice ale magistralei nu sînt importante pînă în momentul schimbării.

8. Convenții privind prezentarea relațiilor de cauzalitate între semnalele logice

În explicarea funcționării unor ansambluri se pot folosi diagrame de timp pe care se evidențiază relațiile cauză-efect între diferite semnale cu ajutorul unor săgeți care pornesc de la semnalul ce produce declanșarea și au vârful pe semnalul declanșat (fig. 23).

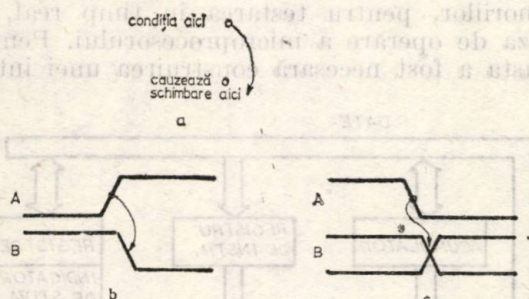


Fig. 23. Legături între semnale: a) simbolul legăturii; b) tranziția JOS-SUS a semnalului A cauzează tranziția SUS-JOS a semnalului B; c) tranziția SUS-JOS a semnalului A cauzează schimbarea stării magistralei B.

Se întâlnesc cazuri în care două sau mai multe condiții concurează la schimbarea unui semnal, săgețile fiind desenate ca în figura 24.

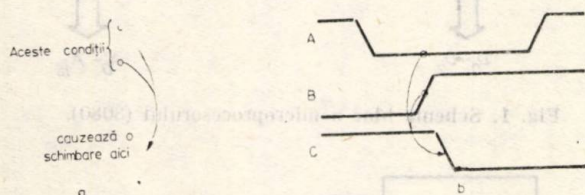


Fig. 24. Două semnale concurează la schimbarea unui al treilea semnal: a) simbolul legăturii; b) dacă semnalul A este JOS și semnalul B execută o tranziție JOS-SUS, semnalul C va executa o tranziție SUS-JOS.

În mod similar se reprezintă situațiile când o singură condiție cauzează două sau mai multe evenimente (fig. 25).

Autorii consideră că elaborarea unitară a documentațiilor și materialelor de lucru pentru circuitele logice este importantă din multe

puncte de vedere și solicită concentrarea tuturor eforturilor în acest scop. Standardul existent [1] este deocamdată cvasinecunoscut. El

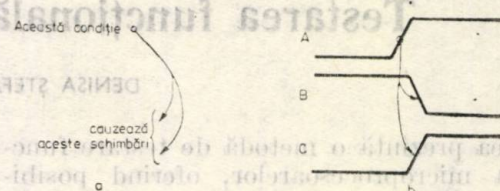


Fig. 25. Un singur semnal cauzează două schimbări: a) simbolul legăturii; b) tranziția JOS-SUS a semnalului A duce la tranzițiile SUS-JOS a semnalului B și JOS-SUS a semnalului C.

trebuie scos din anonimat și pus în aplicare. Până la apariția unui standard corespunzător, și convențiile privitoare la semnale pot fi unificate prin elaborarea unor norme de fabrică privitoare la elaborarea de documentație. Autorii articolului propun, în prealabil, discutarea lor așteptând eventuale sugestii de îmbunătățire.

Bibliografie

- [1] STAS R8061-74. Elemente logice binare.
- [2] Tarabrina, B.V. Spravocnik po integralnih micro-schem. Energhia, Moskva, 1977.
- [3] Thomas, J. Neue Symbole zur Darstellung logischer binärer Elemente. Radio Fernsehen Elektronik 25 18 1976 p. 595-598.
- [4] A binaris logikai elemek rajzjelei (MSZ 9200/33-73). Radiotekhnika, 4, 5, (1975).
- [5] Nicoud, J.D. MicroScope 1, 1, 1976.
- [6] Nicoud, J.D. Hardware Definitions, MicroScope 1, 8, 1977, p. 17-20.
- [7] Nicoud, J.D. MicroScope 2, 11, 1978.
- [8] Nicoud, J.D. Logic Diagram Conventions, MicroScope 2, 12, 1978, p. 23-28.
- [9] Wakerly, J.F. Documentation Standards Clarify Design, Computer Design, 16, 2, 1977, p. 75-85.
- [10] Grafic Symbols for Electronics Diagrams, Electronics 48, 7, 1975.
- [11] Normalization des symboles dans les schémas, Toute l'Electronique Nr. 447, 1979.
- [12] Dinsmore, S.H. Clean-up Your Logic Schematics, Electronic Design 22, 13, 1974, p. 80-84.
- [13] Siemens Digitale Schaltungen datenbuch 1976/1977.
- [14] Zissos, D. System Design with Microprocessor, Academic Press, London, 1978.
- [15] Rony, P.R. Interfacing Fundamentals: Timing Diagram Conventions, Computer Design, 19, 1, 1980, p. 152-153.
- [16] Osborne, A.O., Kane, J. An introduction to Microcomputers, vol. 2, Some Real Microprocessors, Osborne & Associates, Inc., 1978, SYBEX, Paris, FRANCE.

CZ 621.317

MICROPROCESOR
TESTARE FUNCȚIONALĂ
MICROPROGRAME

Testarea funcțională a microprocesoarelor

DENISA ȘTEFAN* — BUCUREȘTI

Lucrarea prezintă o metodă de testare funcțională a microprocesoarelor, oferind posibilitatea de utilizare, în acest scop, a unui sistem de testare existent, destinat și altor dispozitive (în special memorii).

Datorită structurii complexe a dispozitivului testat, care nu este nici o simplă colecție de porți și nici o structură bine ordonată ca o memorie, s-a căutat o metodă adecvată care să contribuie la simplificarea testării microprocesoarelor, reducerea costului acesteia, dar care în același timp să asigure o testare funcțională sigură și cât mai completă.

În acest scop metoda de testare se bazează pe două principii esențiale [1]:

— împărțirea microprocesorului în module funcționale, asociind fiecăruia un anumit subset din instrucțiunile microprocesorului, pentru testarea pe rând a acestor blocuri;

— generarea stimulilor ce vor fi aplicați microprocesorului pe baza unor algoritmi utilizând un procesor microprogramat dinamic, rapid.

Un microprocesor poate fi văzut ca un ansamblu de blocuri funcționale care pot fi testate separat [2]. Blocurile sunt legate prin două bus-uri interne: bus-ul de date și bus-ul de adrese, care permit accesul la fiecare din blocurile constituente (fig. 1). Pe liniile de date se transportă atât coduri de instrucțiuni cât și coduri și date. Instrucțiunile sunt decodate și executate în funcție de semnalele de control. Datele pot fi trimise în registre și unitatea logico-aritmetică pentru a fi prelucrate. Prin bus-ul de adrese se face legătura cu memoria în care sunt stocate instrucțiuni și date. De asemenea, informația din registre (indicatorul de stivă și numărătorul de program), poate fi trimisă pe liniile de adresă.

În principiu, testarea funcțională a unui microprocesor constă în aplicarea unor stimuli pe intrările acestuia (date și control) și verificarea răspunsului la acești stimuli prin citirea informației prezentă pe ieșirile microprocesorului (adrese, date, control) în diferite momente de timp (fig. 2).

În acest scop se utilizează un generator de secvențe de test și o interfață specializată între acesta și microprocesorul de testat (μ PUT).

Problemele esențiale care au fost rezolvate prin această lucrare au fost cele legate de adap-

tarea și utilizarea acestui generator de secvențe de test destinat, în principal, pentru testarea memoriilor, pentru testarea în timp real, la viteza de operare a microprocesorului. Pentru aceasta a fost necesară construirea unei inter-

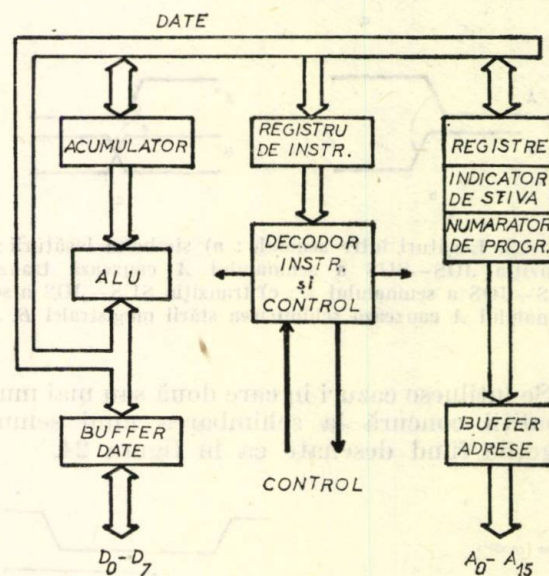


Fig. 1. Schema bloc a microprocesorului (8080).

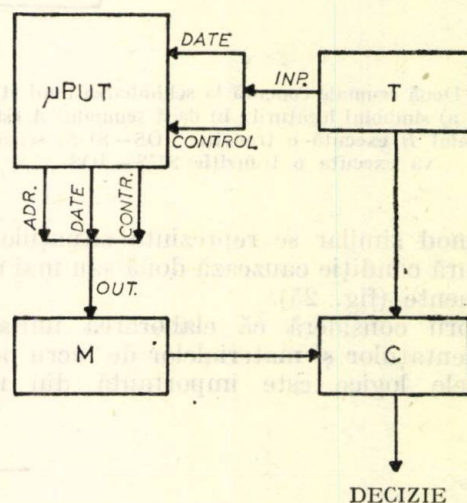


Fig. 2. Principiul de testare funcțională a μ P.

tefe specializate, în funcție de μ PUT, care realizează în fiecare moment configurația respectivă de test și translatează semnalele în funcție de caracteristicile de timp și amplitudine din μ PUT.

* Cen'rul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

Informația pe intrările de date sau control ale μ PUT este înscrisă în urma comenzii de scriere trimisă de procesor în ciclurile de scriere (WTC) și a semnalelor generate pe interfață S_{DI} și S_{CI} care comandă latch-urile respective pentru a asigura variația în timp a semnalelor de intrare, conform parametrilor de timp critici. În mod asemănător, ieșirile μ PUT sînt citite ca urmare a comenzii de citire (RCY) trimisă de procesor în momentele de timp critice, date de semnalele S_A , S_{DO} , S_{CO} , în latch-urile respective.

Corelația în timp între diferite procese din mașină și stările μPUT este arătată în diagrama de timp din figura 4.

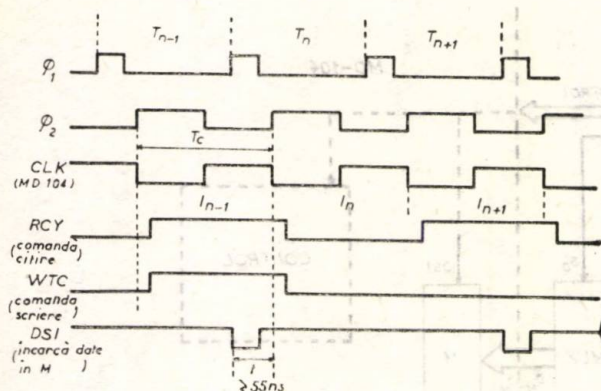


Fig. 4. Diagrama de timp a ciclurilor de scriere și citire a datelor la μPUT .

Timpu de ciclu T_c al procesorului în care se execută o instrucțiune, I_n , este egal cu durata unei stări a μPUT , T_n . Comenzile de scriere și citire (WTC , RCY) apar la începutul ciclului. Înscriserea datelor în registrul M se face în momentul cînd datele de la ieșirea μPUT sînt stabile, ținînd seama de timpul necesar comparării registrului M cu T în același ciclu T_c (55 ns).

În alcătuirea programelor de test s-au avut în vedere cele două principii esențiale enunțate la începutul lucrării.

Fiecare modul funcțional al μPUT poate fi controlabil prin bus-ul de intrare-ieșire, executînd un anumit set de instrucțiuni, deoarece acesta poate trimite direct sau indirect pe bus-ul exterior rezultatul funcționării sale. Astfel, blocurile funcționale ale μPUT sînt testate pe rînd, de fiecare dată executîndu-se un nou subset de instrucțiuni (care poate conține și instrucțiuni executate în etape anterioare), astfel că fiecare instrucțiune este executată cel puțin odată (fig. 5).

În programele de test se pot întîlni două situații:

a — programe în care se verifică funcționarea μPUT în fiecare stare și *b* — programe în care se testează funcționarea μPUT numai în anumite stări semnificative.

În cazul programelor de tip *a*, folosite mai ales în testarea semnalelor de control ale μPUT , trebuie acordată o mare atenție organizării memoriei F , care constituie o bază de date pe care rulează programul de test. Un astfel de program care baleiază N adrese (locații) din memoria F este următorul:

(G este adresa inițială din memoria F);

1. $G \rightarrow A$;

2. $F \rightarrow T$; $A + 1 \rightarrow A$;

→ 3. $T \rightarrow \mu\text{PUT}$; $\mu\text{PUT} \rightarrow M$; Test $M = T$;
 $F \rightarrow T$; $A + 1 \rightarrow A$; JANN,

4. $T \rightarrow \mu\text{PUT}$; $\mu\text{PUT} \rightarrow M$; Test $M = T$.

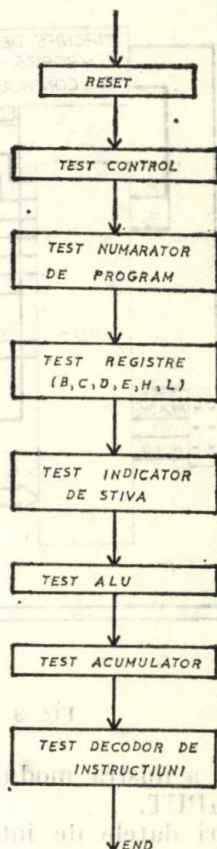


Fig. 5. Organigrama de testare secvențială a blocurilor funcționale din μP .

În situația a doua *b* cînd ne interesează comportarea μPUT în momente bine stabilite de timp, se poate folosi metoda de generare a secvenței de test pe baza unor algoritmi. Avantajele acestei tehnici constau în reducerea capacității de memorie (de tip F) și a timpului necesar pentru procesarea și aplicarea stimulilor către μPUT .

Se vor exemplifica două astfel de programe de test, cel utilizat pentru testarea numărătorului de program (PC) și cel destinat testării registrelor din μPUT (B, C, D, E, H, L).

Algoritmul de testare a PC (fig. 6) se bazează pe executarea de către μPUT a aceleiași instrucțiuni (NOP) de un număr de ori egal cu capacitatea maximă a PC și testarea PC după fiecare instrucțiune pentru a verifica incrementarea sa pe întregul domeniu de numărare. În acest program se testează numai în starea T_1 a μPUT și anume bus-ul de adrese pe care se poate citi PC . Codul instrucțiunii executate (NOP) este adus în T pentru a fi plasat pe D_{in0-7} , din memoria F . Incremen-

țarea PC este simulată prin incrementarea registrului T , cu care se compară după fiecare execuție a instrucțiunii NOP . În acest timp codul instrucțiunii este salvat în registrul B .

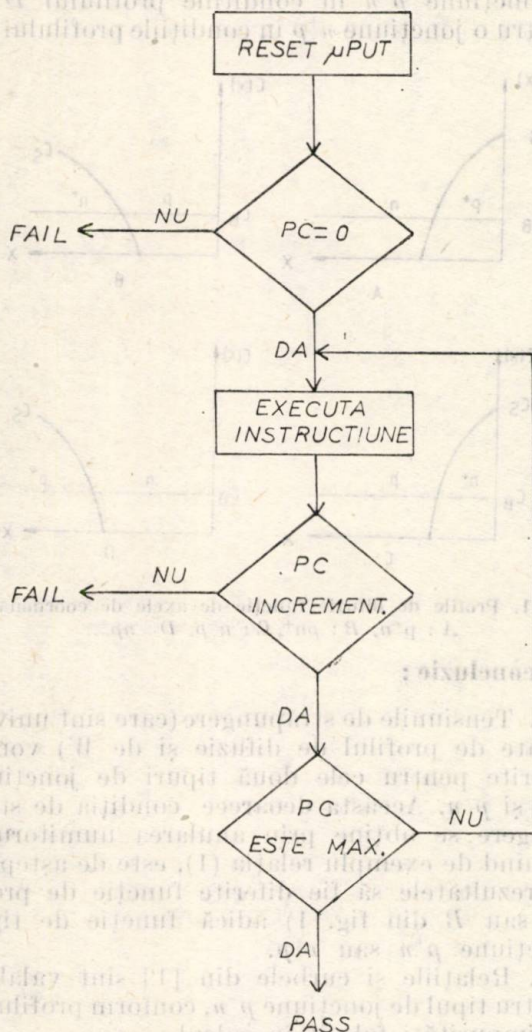


Fig. 6. Algoritm de testare pentru numărătorul de program (PC).

Registrul A se incrementează de câte ori se execută instrucțiunea pînă se ajunge la numărul maxim N egal cu capacitatea PC . În acest timp adresa locației curente din F a fost salvată în registrul X .

Descrierea programului este dată în organigrama din figura 7.

Față de exemplul anterior, testarea zonei de memorie din μP UT cere o procedură mai complexă.

Etapile parcurse în acest test sînt următoarele:

1 — se încearcă direct registrele H și L cu 0 (folosind instrucțiunea $LXI H, 0000$);

2 — se transferă H și L în toate celelalte registre ($MOV r_1, r_2$);

3 — după fiecare transfer se citește înapoi informația în H și L ($MOV r_1, r_2$);

4 — se citește conținutul registrelor H și L prin intermediul PC pe liniile de adresă ($PC HY$) și se testează rezultatul obținut;

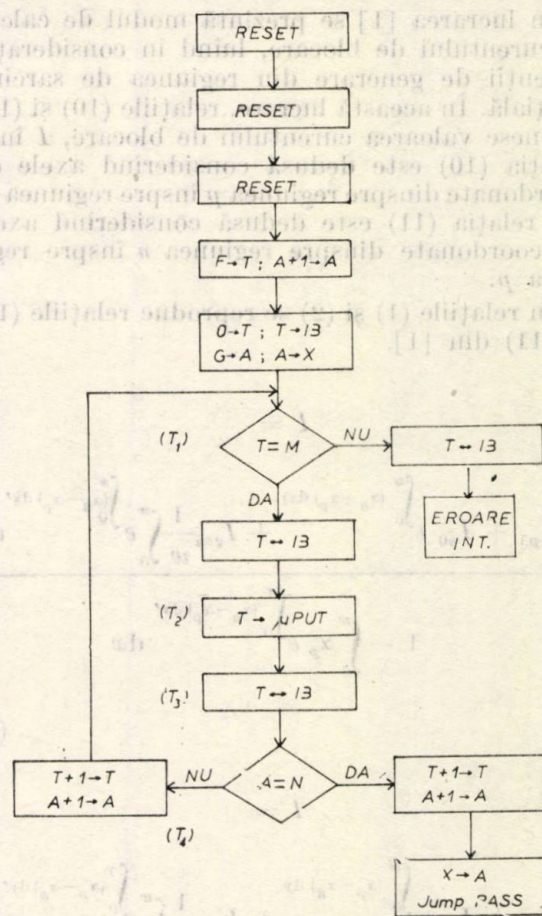


Fig. 7. Secvența de instrucțiuni pentru testarea PC .

5 — se repetă etapele 1 ÷ 4 pentru toate cele 256 configurații numerice înscrise în H sau L .

În executarea acestui test este necesar un spațiu mai mare din memoria F pentru a stoca secvența de instrucțiuni cu care se apelează μP UT.

În concluzie, avantajele metodei prezentate constau în:

- realizarea unui procedeu de testare simplu și ieftin a μP ;
- extinderea posibilităților unui sistem de testare existent;

- utilizarea unui sistem destinat testării unor dispozitive cu structură simplă (memorii, registre) pentru testarea unei structuri de mare complexitate;

- asigurarea unei testări funcționale sigure și complete, în timp real, la viteza maximă de operare a μP , numai prin adăugarea unei interfețe specializate.

Bibliografie

- [1] Albert, C.L., Rick, McCaskill, Electronics, **22**, ianuarie 1976,
- [2] * * * Intel 8080 Microcomputer Systems User's Manual.
- [3] * * * Memory Test System, Operation Manual.

Notă asupra diferențelor între joncțiunile n^+p și p^+n

În lucrarea [1] se prezintă modul de calcul al curentului de blocare, luând în considerație curenții de generare din regiunea de sarcină spațială. În această lucrare, relațiile (10) și (11) definesc valoarea curentului de blocare, I însă relația (10) este dedusă considerând axele de coordonate dinspre regiunea p înspre regiunea n , iar relația (11) este dedusă considerând axele de coordonate dinspre regiunea n înspre regiunea p .

În relațiile (1) și (2) se reproduc relațiile (10) și (11) din [1].

$$I = \frac{I_{p0} + I_{n0} e^{\int_0^w (\alpha_n - \alpha_p) dx} + I_{gen} \frac{1}{w} \int_0^w e^{\int_0^x (\alpha_n - \alpha_p) dx'} dx}{1 - \int_0^w \alpha_p e^{\int_0^x (\alpha_n - \alpha_p) dx'} dx} \quad (1)$$

$$I = \frac{I_{n0} + I_{p0} e^{\int_0^w (\alpha_p - \alpha_n) dy} + I_{gen} \frac{1}{w} \int_0^w e^{\int_0^y (\alpha_p - \alpha_n) dy'} dy}{1 - \int_0^w \alpha_n e^{\int_0^y (\alpha_p - \alpha_n) dy'} dy} \quad (2)$$

Se vor considera profilele de difuzie A , B , C , D cu axele de coordonate ca în figura 1. În aceste condiții relația (1) exprimă curentul pentru o joncțiune p^+n în condițiile profilului A și pentru o joncțiune n^+p în condițiile profilu-

lui B , iar relația (2) exprimă curentul pentru o joncțiune p^+n în condițiile profilului D și pentru o joncțiune n^+p în condițiile profilului C .

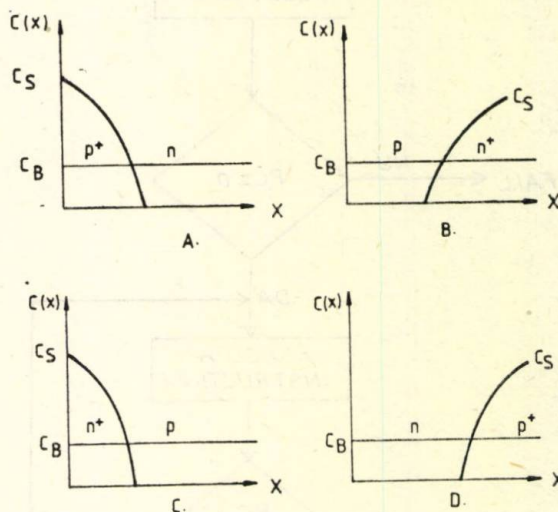


Fig. 1. Profile de difuzie funcție de axele de coordonate: A : p^+n , B : pn^+ , C : n^+p , D : np^+ .

În concluzie:

1. Tensiunile de străpungere (care sînt univoc legate de profilul de difuzie și de W) vor fi diferite pentru cele două tipuri de joncțiuni n^+p și p^+n . Aceasta deoarece condiția de străpungere se obține prin anularea numitorului și luînd de exemplu relația (1), este de așteptat ca rezultatele să fie diferite funcție de profil (A sau B din fig. 1) adică funcție de tipul joncțiune p^+n sau n^+p .

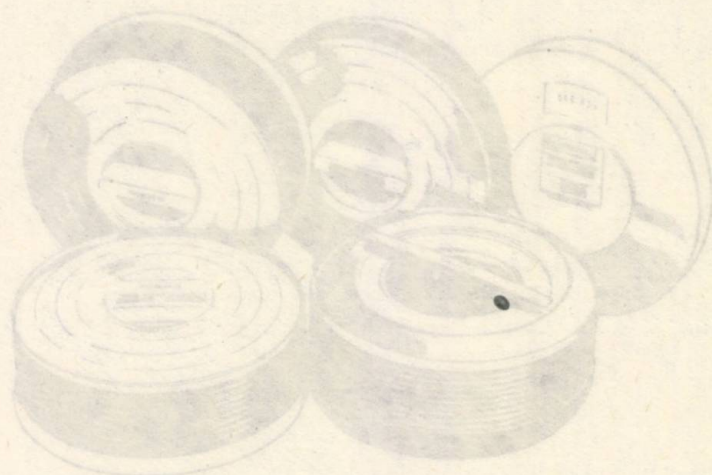
2. Relațiile și curbele din [1] sînt valabile pentru tipul de joncțiune p^+n , conform profilului de impurități folosit în calcul.

Bibliografie

- [1] Bulucea, C.D., Prisecaru, D.C. The calculation of the avalanche multiplication factor in silicon $P-N$ functions taking into account the carrier generation (thermal or optical) in the space-charge region. În: *I.E.E.E. on ED*. Vol. ED 20, p. 692–701, No. 8, august 1973.

ing. G.V. Mădufeanu
IPRS—Băneasa

ISOTIMPEX



Casete de discuri de calitate superioară
fabricate de ISOTIMPEX cu proprietăți
și fiabilitate excelente.

Date tehnice:

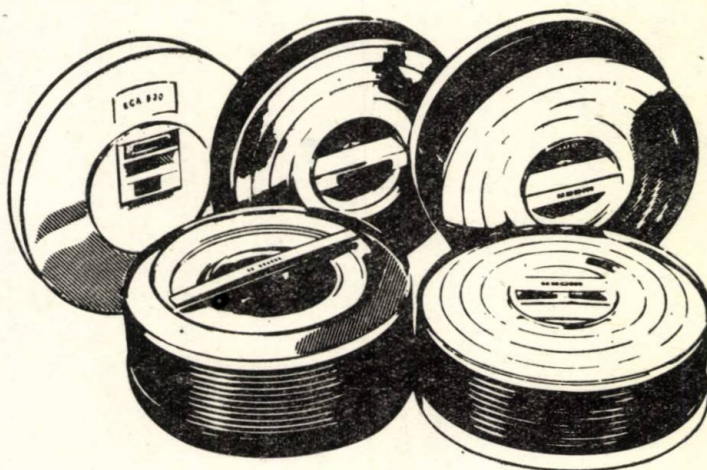
Model	EC 3203	EC 3204	EC 3205	EC 3206	EC 3207
Capacitate de înregistrare (min)	120	120	120	120	120
Număr de discuri	1	1	1	1	1
Numărul suprapunerii de înregistrare	100	100	100	100	100
Conținut de informații	100	100	100	100	100
Conținut de informații (BPM)	100	100	100	100	100
Compoziție pentru	100	100	100	100	100
Specificare Nr.	DIS 3203	DIS 3204	DIS 3205	DIS 3206	DIS 3207

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei de Mașini-unelte, Electrotehnică și Electronică, apare în cadrul oficiului de informare documentară al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcându-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E.,

Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMATIA”, București, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 1446. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex. 01.12.26

Isotimpex



**Casetele de discuri de calitate superioară
fabricate de ISOTIMPEX au proprietăți
și fiabilitate excelente.**

Date tehnice:

	EC 5053	EC 5261	EC 5269	EC 5266	EC 5267
Capacitatea de înregistrare MB	7,25	29/58	2,45/5	100	200
Numărul discurilor	6	11	1	12	12
Numărul suprafețelor de înregistrare	10	20	2	20	20
Cantitatea de urme/lățime	100	100/200	100/200	200	400
Cantitatea de informații B/lățime	1 100	2 200	2 200	4 400	4 400
Compatibile pentru	IBM 1311 sau echivalent	IBM 2314 sau echivalent	IBM 5440 sau echivalent	IBM 3330 sau echivalent	IBM 330-11 sau echivalent
Specificația Nr.	DIS 2864	DIS 3564	DIS 3562	DIS 4337	DIS 5653

Exportator: ISOTIMPEX, Str. Tschapaev 51, Sofia — Bulgaria
tel: 73—61; telex: 022731

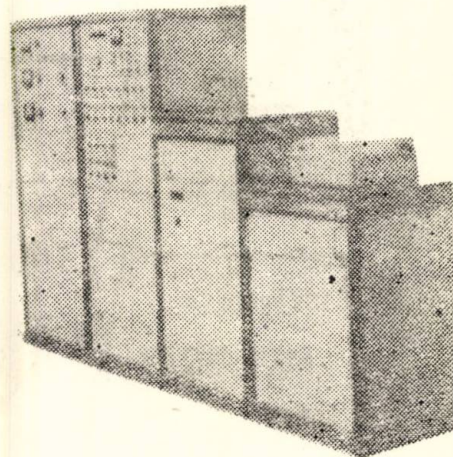
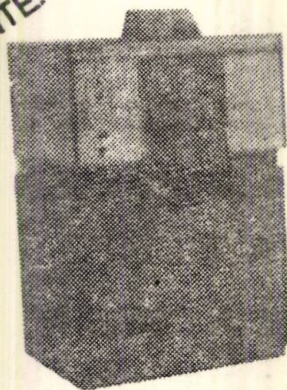


PUBLICOM



SPECTOMETRU multicanal cu raze X

PENTRU ANALIZA AUTOMATĂ RAPIDĂ
A DIFERITELOR MATERIALE
MULTICOMPONENTE.



SRM-18

utilizat în metalurgia feroasă și neferoasă,
industria chimică, laboratoarele de cercetări.

SRM-20

utilizat în metalurgia neferoasă, industria
chimică, industria cimentului.

Principalele caracteristici tehnice:

	SRM-18	SRM-20
Elementele analizate	Mg(12) — U(92)	Mg(92) — Zn(30)
Numărul maxim de elemente analizate o dată	12	8
Gama de concentrații analizate, în %	0,001 la 100	0,001 la 100



Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34, Smolenskaya—Sennaya
121200 Moscova, URSS

Telefon: 244—32—85
Telex: 411328 TSE SU

PUBLICOM

1982 APR 22

MONOCIP

N
O
U

O NOUA SURSA DE
CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

N
O
U



TEHNOLOGIA
MONOCIP
UTILIZEAZA 5 CI -
PURI STANDARD DE
COMPONENTE INTE-
GRATE: TRANZISTOA-
RE NPN, PNP, p-MOS,
DIODE SCHÖTTKY, REZIS-
TOARE, PE UN CIP STAN-
DARD, UN NOU CIRCUIT
SE IMPLEMENTEAZA SCHIM-
BIND PLANUL DE INTERCO-
NECTARE A COMPONENTELOR,
CARE SE DEFINESTE PE PLA-
CHETE DE SILICIU PREPROCE-
SATE SI STOCATE

CAPSULE TIP
TO 99 TO 100 TO 101.
TO 116 MP 117
PRET ESTIMATIV: 70-200 lei/buc

O TEHNOLOGIE TIPIZATA, MO-
DERNA, RAPIDA, EFICIENTA,
DE PROIECTARE SI REALI-
ZARE A CIRCUITELOR IN-
TEGRATE LINIARE CU
SCHEMA ELECTRICA
LA COMANDA, PERMI-
TE REALIZAREA DE
CIRCUITE DE MARE
COMPLEXITATE, A-
SIGURA REDU-
CEREA IMPOR-
TURILOR, FIA-
BILITATE,
COMPETITI-
VITATE.

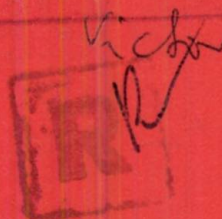


CCS.I.T.S
ASIGURA, PRIN
CONTRACT, SET
DE PROIECTARE
MONOCIP (SET
DE MODELARE, SET
DE HARTI, CARTE TEH-
NICA), ASISTENTA TEH-
NICA, REALIZAREA IN
6 SAPTAMINI A 50
BUCATI PROTOTIP, LIVRA-
REA PRIN MICROPRODUCTIE,
SE OBTIN BENEFICII PEN-
TRU UN NECESAR DE MINIM
1000 BUCATI

CCSITS
Str. EROU IANCU NICOLAE Nr 32B
SECT. 2 BUCURESTI TEL. 33 38 30
520 TELEX 11203 iprs r

E 2040

REFERALVA



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 25 • Nr. 4 • DECEMBRIE 1981

ELECTROTEHNICA ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 25 Nr. 4 decembrie 1981

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ.621.3.015.31

JONCTIUNI PLANE PN
SARCINĂ SPAȚIALĂ
FUNCTII DE MULTIPLICARE

Mănduțeanu, V. G. : Diferențe între joncțiuni plane $P+N$ și $N+P$ cu siliciu. Partea a doua : Funcții de multiplicare în avalanșă.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 4, dec 1981, p. 133

În lucrare se prezintă valorile calculate ale funcțiilor de multiplicare în avalanșă pentru joncțiuni cu siliciu pn , luând în considerație generarea de purtători în regiunea de sarcină spațială [1]. Sunt date rezultatele pentru joncțiuni abrupte și pentru joncțiuni difuzate Gauss, $p+n$ și $n+p$.

CZ 621.382

DIODA SCHOTTKY
TRANSPORT DE PURTĂTORI
DENSITATE DE CURENT

Dascălu, D., Brezeanu, Gh., Bălan, C. : Caracteristicile curent-tensiune ale diodei Schottky cu strat de suprafață.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 4, dec 1981, p. 137

Lucrarea prezintă rezultatele unui calcul exact asupra transportului de purtători majoritari la interfața MS în prezența unui strat de tip opus. Se extinde astfel teoria fenomenelor de transport de la un contact MS fără strat de suprafață [5]. Totodată, se compară rezultatele cu cele ale teoriei simplificate propusă de Shannon [6] pentru o diodă Schottky cu strat de suprafață.

CZ 621.374

JONCTIUNI SEMICONDUCTOARE
DIAC

Udrea-Spenea, M., Lakatoș, St. E. : Dispozitiv de declanșare pe poartă.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 4, dec 1981, p. 141

În lucrare se prezintă rezultatele experimentale privind obținerea unui dispozitiv de declanșare pe poartă, de tipul comutatorului bidirecțional cu trei straturi, simetric. Se constată că pentru o gamă de rezistivități ale siliciului de bază (de tip P), cuprinsă între $0,020$ și $0,100 \Omega \text{ cm}$, se obțin valori ale tensiunii de întoarcere (V_{BR}), cuprinse între 25 V și 54 V .

CZ 538.632 : 537.311.33

CÎMP HALL
CURENȚI INDUȘI
PLĂCI SEMICONDUCTOARE

Daba, D. : Cîmpul Hall al curenților induși de cimpuri magnetice rapid variabile în plăci semiconductoare.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 4, dec 1981, p. 144

Se analizează cîmpul Hall al curenților induși într-o placă semiconductoare de un cîmp magnetic de foarte înaltă frecvență.

Pentru cazul regimului evisistationar se regăsește, prin particularizare, expresiile cunoscute din literatură.

CZ 621.314.5



INTERFAȚĂ — TTL—MOS
CONVERTOARE D/A

Ștefan Denisa : Interfață programabilă TTL—MOS.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 4, dec 1981, p. 148

Lucrarea își propune realizarea unei interfețe ce transformă un semnal TTL într-un semnal compatibil dispozitivelor de tip MOS . Cele două nivele ale semnalului la ieșirea interfeței sînt comandate numeric prin intermediul unor surse programabile. Aceste interfețe constituie o componentă principală a oricărui sistem de testare a dispozitivelor MOS .

CZ 621.38

DIODE VARICAP
ELECTRONICĂ DE COMANDĂ
REZISTENȚĂ-PARALEL

Busă, M., Codreanu, N., Popescu, O. : Electronica de caracterizare după rezistența-paralel în hf ($f = 200 \text{ MHz}$) a diodelor varicap, compatibilă cu testarea finală în regim automat.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 4, dec 1981, p. 153

Lucrarea prezintă principiul de măsurare a rezistenței paralel a diodelor varicap și posibilitățile de încadrare într-un sistem automat de sortare pe principiul „GO—NO—GO”. Electronica de comandă și prelucrare a datelor este concepută să asigure interfațarea cu un automat de testare finală a parametrilor de curent continuu și a rezistenței paralel.

CZ 621.398 : 621—753

TELEIMPRIMATOR
ECHIPAMENT DE MĂSURARE A
TEMPERATURII

Șimonca, V., Lucaschi, B., Paraschiv, E. : Echipament pentru măsurarea temperaturii aerului și vitezei vîntului mediate cu înregistrare pe teleimprimator.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 4, dec 1981, p. 159

Se descrie un echipament de măsurare a temperaturii aerului și vitezei vîntului, mediate pe un interval de timp dat, într-un număr de puncte fixe, eșalonate pe înălțime în stratul $0 \dots 100 \text{ m}$. Rezultatele măsurărilor se înregistrează în mod permanent pe un teleimprimator cu viteza de transmitere de 50 Band , funcționînd în alfabetul telegrafic 2

CZ 621.37.029.6

MODULATOR DE AMPLITUDINE
DIODA PIN

Buiculescu, V., Müller, A. : Modulator de amplitudine în banda X ($9,375 \text{ GHz}$).

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 4, dec 1981, p. 163

Lucrarea descrie un circuit modulator în impulsuri cu ghid de undă care funcționează în banda X ($9,375 \text{ GHz}$). Se prezintă modul de proiectare și realizare în vederea asigurării unor performanțe optime izolare — pierderi de inserție. Experimental, s-au obținut $IL < 2 \text{ dB}$ și $I > 20 \text{ dB}$ în banda $8,45 - 10,6 \text{ GHz}$.

CZ 621.384

RELAXOMETRE
REZONANȚA MAGNETICĂ NUCLEARĂ

Levai, St., Levai, S. : Sistem de programare a impulsurilor pentru relaxometre de rezonanță magnetică nucleară.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, nr. 4, dec 1981, p. 166

Articolul abordează o metodă eficientă de investigare a materiei : rezonanța magnetică nucleară, cu aplicabilitate în cercetările de laborator, în fenomenele de absorbție și dispersie a cîmpului electromagnetic de radiofrecvență, în studiul mecanismelor de relaxare, cercetarea proprietăților fizico-chimice ale substanțelor etc.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.015.31

ПЛОСКОСТНЫЕ ПЕРЕХОДЫ ПРОСТРАНСТВЕННЫЙ РАЗРЯД ФУНКЦИИ УМНОЖЕНИЯ

Мандуцай, В. П.: Различия между плоскостными переходами p^+n и n^+p на основе кремния. Часть вторая: Функции лавинного умножения.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 4, декабрь 1981, стр. 133

В работе представляются подсчитанные величины функций лавинного умножения для кремниевых переходов pn с учётом образования носителей в области пространственного заряда [1]. Даются результаты для крутых переходов Гаусса, p^+n и n^+p .

УДК 621.382

ДИОД ШОТТКИ ПЕРЕДАЧА НОСИТЕЛЕЙ ПЛОТНОСТЬ ТОКА

Даскалу, Д., Брезану, Г., Бэли, К.: Характеристики ток — напряжение диода Шоттки с поверхностным слоем.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 4, декабрь 1981, стр. 137

Работа представляет собой результаты точного расчёта передачи основных носителей к интерфейсу MS в присутствии слоя противоположного типа. Таким образом распространяется теория феноменов передачи от контакта MS без поверхностного слоя [5]. Одновременно, результаты сравниваются с результатами упрощенной теории, предложенной Шаннона [6] для диода Шоттки с поверхностным слоем.

УДК 621.374

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПЕРЕХОДЫ ДСТ — ДИОДНЫЙ СИММЕТРИЧНЫЙ ТИРИСТОР

Удря-Спеня, М., Лакатош, Шт. Е.: Пороговое устройство.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 4, декабрь 1981, стр. 141

В работе представляются экспериментальные выводы в области создания порогового устройства типа двухнаправленного трёхслойного переключателя, симметричного. Констатируется, что для диапазона удельных сопротивлений базового кремния (типа P) от 0,020 до 0,100 Ω см получаются величины обратного напряжения (V_{BR}) в диапазоне от 25 В до 54 В.

УДК 538.632 : 537.311.33

ПОЛЕ ХОЛЛА НАВЕДЕННЫЕ ТОКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПЛАСТИНЫ

Даб, Д.: Поле Холла наведённых токов с быстромменяющимися магнитными полями в полупроводниковых пластинах.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 4, декабрь 1981, стр. 144

Анализируется в полупроводниковых пластинах поле Холла токов, наведённых магнитным полем сверхвысокой частоты. Для случая квазистационарного режима находятся, путём партикуляризации, выражения известные из литературы.

УДК 621.314.5

ИНТЕРФЕЙС — ЦИС — МОП ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ Д/А

Штефан Дениса: Программируемый интерфейс ЦИС — МОП.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 4, декабрь 1981, стр. 148

Работа предлагает осуществление такого интерфейса, который преобразует сигнал цифровой интегральной схемы (ЦИС) в сигнал, совместимый приспособлениям типа МОП. Эти два уровня сигналов на выходе интерфейса цифровым способом управляются через программируемые источники. Эти интерфейсы являются главным компонентом любой системы проверки (тестер) устройств МОП.

УДК 621.38

ДИОДЫ — ВАРИКАП ЭЛЕКТРОНИКА УПРАВЛЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЕ — ПАРАЛЛЕЛЬ

Буше, М., Кодрану, Н., Попеску, О.: Электроника характеристики по сопротивлению — параллель в hf ($f = 200$ МГц) диодов — варикап, совпадающая с конечной проверкой в автоматическом режиме.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 4, декабрь 1981, стр. 153

Работа представляет принцип измерения сопротивления — параллель диодов варикап и возможности включения в автоматическую сортировочную систему по принципу «GO—NO—GO». Электроника управления и обработки данных предусмотрены обеспечивать интерфейсование автоматом финальной проверки параметров постоянного тока сопротивления-параллель.

УДК 621.398 : 621 — 753

ПЕЧАТАЮЩЕЕ ТЕЛЕУСТРОЙСТВО АППАРАТУРА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ

Шимонка, В., Лукаски, Б., Параскив, Е.: Аппаратура для измерения усредненной температуры воздуха и усредненной скорости ветра с регистрацией на печатающем телеустройстве.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 4, декабрь 1981, стр. 158

Описывается аппаратура для измерения температуры воздуха и скорости ветра, усреднённых на данном отрезке времени в определенном количестве точек, эшалонованных по высоте слоя в интервале от 0 до 100 м. Результаты измерений регистрируются непосредственно на печатающем телеустройстве со скоростью передачи в 50 бод, работая по телеграфной азбуке 2.

УДК 631.37.029.6

МОДУЛЯТОР АМПЛИТУДЫ ДИОД PIN

Буйкулеску, В., Мюллер, А.: Модулятор амплитуды в диапазоне X (9,375 ГГц)

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 4, декабрь 1981, стр. 163

В работе описывается модулирующая импульсная цепь с волноводом, работающая в диапазоне X (9,375 ГГц). Представлен способ проектирования и осуществления в виду обеспечения оптимальных технических характеристик изоляции — потери вкладки. Опытным путём получили $IL < 2$ дБ и $I > 20$ дБ в диапазоне 8,45—10,6 ГГц.

УДК 621.384

РЕЛАКСОМЕТРЫ МАГНИТНЫЙ ЯДЕРНЫЙ РЕЗОНАНС

Левый, Шт., Левый, С.: Система программирования импульсов для релаксометров магнитного ядерного резонанса.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 25, № 4, декабрь 1981, стр. 166

Статья рассматривает эффективный метод исследования материи: ядерный магнитный резонанс, с применением в лабораторных исследованиях, в явлениях абсорбции и дисперсии электрического магнитного поля радиочастот, в изучении механизмов релаксации исследовании физико-химических свойств веществ и т.д.

INHALT

CZ 621.3.015.31

FLÄCHENÜBERGANG PN EIGENLADUNG VERMEHRUNGSFUNKTIONEN

Mănduțeanu, V. G.: **Unterschiede zwischen den Flächenübergang $P+N$ und $N+P$ mit Silizium. Zweiter Teil: Vermehrungsfunktionen in Lawine.**

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 4, Dez 1981, S. 133

In der Arbeit werden die berechneten Werte der Vermehrungsfunktionen mit Lawine für Flächenübergang mit Silizium pn dargestellt beträchtlich der Trägergenerierung im Bereich der Eigenladung [1]. Es werden die Ergebnisse für die steilen Übergänge und die gestreuten Übergänge Gauss, $p+n$ und $n+p$ dargestellt.

CZ 621.382

SCHOTTKY DIODE TRÄGERTRANSPORT STROMDICHTEN

Dascălu, D., Brezeanu, Gh., Bălan, C.: **Charakteristiken Strom-Spannung der Schottky Diode mit Oberflächenschichte.**

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 4, Dez 1981, S. 137

Die Arbeit stellt die Ergebnisse einer genauen Berechnung des Trägertransportes bei der Interface MS in Gegenwart einer Schicht mit entgegengesetztem Typs dar. Somit verbreitet sich die Phenomentheorie des Transports von einem Kontakt MS ohne Oberflächenschicht [5]. Gleichzeitig werden die Ergebnisse verglichen mit denjenigen der einfachen Theorie von Shannon [6] für eine Schottky Diode, mit Oberflächenschicht.

CZ 621.374

ÜBERGANG DER HALBLEITER DIAC

Udrea-Spenea, M., Lakatoș, St. E.: **Kontakttauslöser mit Tor.**

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 4, Dez 1981, S. 141

In der Arbeit werden die experimentellen Ergebnisse dargestellt bezüglich eines Kontakttauslösers, mit Tor, vom bidirektionalem Schaltertyp mit 3 Schichten, symmetrisch. Es wurde festgestellt dass für eine Stufe von Siliziumwiderstand (vom Typ P) zwischen 0,020 und 0,100 Ω cm, erhält man Werte der Rückspannung (V_{BR}) zwischen 25 V und 54 V.

CZ 539.632.537.311.33

FELD HALL INDUKTIONSTROM HALBLEITERSCHEIBEN

Daba, D.: **Feld Hall der Induktionsströme von magnetischen Felder variabel in Scheiben der Halbleiter.**

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 4, Dez 1981, S. 144

Es wird das Feld Hall der Induktionsströme in einer Scheibe der Halbleiter von einem magnetischen Feld von hoher Frequenz analysiert.

Im Fall des quasistationärem Bereich werden mit Hilfe der bekannten Literaturschriften das vorige wiedererhalten.

CZ 621.314.5

INTERFACE — TTL — MOS WANDLER D/A

Ștefan Denisa: **Programmierbare Interface TTL—MOS.**

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 4, Dez 1981, S. 148

Die Arbeit schlägt vor, eine Realisierung der Interface welche Signal TTL in einem vereinbaren Signal umwechselt

von Typ MOS . Die beiden Niveaus des Signals beim Ausgang der Interface sind digital gesteuert mit Hilfe einer programmierbarer Quelle. Diese Interface stellen eine bedeutende Komponente jedes Testsystems vom Typ MOS , dar.

CZ 621.38

DIODE VARICAP STEUERUNGSELEKTRONIK PARALLELER WIDERSTAND

Buse, M., Codreanu, N., Popescu, O.: **Charakterisierungs-elektronik nach parallel Widerstand in hf ($f = 200$ MHz) der Varicap Dioden, vereinbart mit dem Endtest im automatischen Bereich.**

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 4, Dez 1981, S. 153

Die Arbeit stellt den Messprinzip des parallel Widerstand der Varicap Dioden und die Möglichkeiten einer Begrenzung im automatischen Sortierungssystem „GO—NO—GO“ dar. Die Steuerungselektronik und die Datenverarbeitung ist derart gebaut, um die Interface mit einem Testautomat der Gleichstromparameter und des parallel Widerstandes zu sichern.

CZ 621.389.621—753

FERNSCHREIBER MESSAUSRÜSTUNG DER TEMPERATUR

Șimonca, V., Lucaschi, B., Paraschiv, E.: **Temperaturmess-ausrüstung der Luft und Windgeschwindigkeit mit Registrierung (Aufnahme) auf dem Fernschreiber.**

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 4, Dez 1981, S. 158

Es wird eine Temperaturmessausrüstung der Luft und Windgeschwindigkeit dargestellt, mit einem bestimmten Zeitintervall, in einer bestimmten Punktzahl auf einer Höhe verbreitet in der Schicht 0...100 m. Die Messergebnisse werden permanent von einem Fernschreiber mit Übergangsgeschwindigkeit von 50 Band aufgenommen, und funktioniert im telegraphischem Alphabet 2.

CZ 621.37.029.6

AMPLITUDENMODULATOR DIODE PIN

Buiculescu, V., Müller, A.: **Amplitudenmodulator in Band X (9,375 GHz).**

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 4, Dez 1981, S. 163

Die Arbeit beschreibt ein Modulatorkreislauf im Impuls mit Wellenleiter der im Band X funktioniert, (9,375 GHz). Es werden die Art der Projektierung und Realisierung bezüglich der Sicherung einiger optimaler Isolierleistung — Insertionsverlust dargestellt. Es wurden experimentell $IL < 2$ dB und $I > 20$ dB in Band 8,45 — 10,6 GHz erhalten.

CZ 621.384

RELAKSOMETER MAGNETISCHE KERNRESONANZ

Levai, St., Levai, S.: **System der Impulsprogrammierung für Relaksometer mit Kernmagnetischer Resonanz.**

E.E.A. — Automatica și electronica 25, Nr. 4, Dez 1981, S. 166

Der Artikel stellt eine Forschungsmethode der Materie dar: die magnetische Kernresonanz, mit Verwendung in den Forschungslabors, in den Phänomenen der Absorption und Dispersion des elektromagnetischen Feldes der Radiofrequenz, im Studium der Relaksationsmechanismen, die Forschung der chemisch-physischen Eigenschaften der Substanzen und so weiter.

CONTENTS

CZ 621.3.015.31

PLANAR PN JUNCTIONS SPATIAL CHARGE MULTIPLICATION FUNCTIONS

Mănduțeanu, V. G.: Differences between silicon P^+N and N^+P junctions. Part II: Multiplication functions in avalanche.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, no. 4, Dec 1981, p. 133

The paper presents the calculated values of the multiplication functions in avalanche for silicon pn junctions taking into account the generation of carriers in the spatial charge area [1]. There are given the results for abrupt junctions and scattered Gauss $p+n$ and $n+p$ junctions.

CZ 621.382

SCHOTTKY DIODE CARRIER TRANSPORT CURRENT DENSITY

Dascălu, D., Brezeanu, Gh., Bălan, C.: Current-voltage characteristics of Schottky diode with surface layer.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, no. 4, Dec 1981, p. 137

The paper shows the results of an accurate calculation of the majority carrier transport at the MS interface in the presence of a layer of the opposite type. Thus, there is extended the theory of transport phenomena from a MS contact without a surface layer [5]. Also, these results are compared to those of the simplified theory suggested by Shannon [6] for a Schottky diode with a surface layer.

CZ 621.374

SEMICONDUCTING JUNCTIONS DIAC

Udrea-Speneu, M., Lakatos, St., E.: Gate tripping device.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, no. 4, Dec 1981, p. 141

The paper presents the experimental results concerning the realization of a gate tripping device of the type of the symmetrical bidirectional switch with three layers. There is noted that for the range $0.020-0.100 \Omega \text{ cm}$ of the resistivities of P — type base silicon, there are obtained values of the turning voltage (V_{BR}) spread between 25 V and 54 V.

CZ 538.632 : 537.311.33

HALL FIELD INDUCED CURRENTS SEMICONDUCTING PLATE

Daba, D.: Hall field of the currents induced by quickly Varying magnetic Fields in Semiconducting plates.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, no. 4, Dec 1981, p. 144

There is analyzed the Hall field of the currents induced in a semiconducting plate by a very high frequency — magnetic field.

For the quasi-steady-state regime there are found again, by particularization, the expressions known in the literature.

CZ 621.314.5

TTL — MOS INTERFACE D/A CONVERTERS

Stefan, D.: Programmable TTL — MOS interface.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, no. 4, Dec 1981, p. 148

The work aims at realizing an interface that converts a TTL signal into a signal that is compatible with MOS — type devices. The two levels of the signal at the interface output are digitally controlled by means of a programmable source. These interfaces constitute a main component of a any testing system of MOS devices.

CZ 621.38

VARICAP DIODE CONTROL ELECTRONICS PARALLEL RESISTANCE

Bușe, M., Codreanu, N., Popescu, C.: Electronics of characterization upon hF ($f = 200 \text{ MHz}$) parallel resistance of varicap diodes, compatible with the final testing in an automatic regime.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, no. 4, Dec 1981, p. 153

The paper introduces the principle of measuring the parallel resistance of varicap diodes and the possibilities of enclosing in an automatic system of selection on the „GO — NO — GO” principle. The electronics of control and data processing is designed to provide the interface with an automatic machine for the final testing of d.c. parameters and the parallel resistance.

CZ 621.398 : 621 — 735

TELETYPEWRITER TEMPERATURE MEASURING EQUIPMENT

Șimonca, V., Lucaschi, B., Paraschiv, E.: Equipment for the measurement of average air temperature and wind speed with teletypewriter recording.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, no. 4, Dec 1981, p. 158

There is described an equipment designed to measure the air temperature and wind speed that were averaged on a given time in a number of points distributed upwards in $0 \dots \dots 100 \text{ m}$ stratum. The results of the measurements are permanently recorded on a teletypewriter with a telegraphic frequency of 50 Band, operating in the 2 telegraphic alphabet.

CZ 621.37.029.6

AMPLITUDE MODULATOR PIN DIODE

Buiculescu, V., Müller, A.: Amplitude modulator in X band (9.375 GHz).

E.E.A. — Automatica și electronica 25, no. 4, Dec 1981, p. 163

The paper describes a pulse modulator circuit with a waveguide that operates in X band (9.375 GHz). There is presented the way of designing and realizing in view of providing optimal performances at isolation — losses of insertion. There were obtained experimentally $IL < 2 \text{ dB}$ and $I > 20 \text{ dB}$ in the 8.45 — 10.6 GHz band.

CZ 621.384

RELAXATIONMETERS NUCLEAR MAGNETIC RESONANCE

Levai, St., Levai, S.: System of programming the impulses for nuclear magnetic resonance relaxationmeters.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, no. 4, Dec 1981, p. 166

This paper approaches an efficient method of investigating the topic: the nuclear magnetic resonance, with applicability in laboratory researches, in absorption and dispersion phenomena of the RF electromagnetic field, in the study of relaxation mechanisms, in the investigation of the physical and chemical properties of the substances etc.

SOMMAIRE

CZ 621.3.015.31

JONCTIONS PLANES PN CHARGE SPATIALE FONCTIONS DE MULTIPLICATION

Mănduțeanu, V. G.: Differences entre les jonctions planes P^+N et N^+P au silicium. La seconde partie: Les fonctions de multiplication à avalanche.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, no. 4, decembre 1981, p. 133

L'ouvrage présente les valeurs calculées des fonctions de multiplication à avalanche des jonctions pn au silicium qu'on obtient en prenant en considération le phénomène d'appari-

tion de porteurs dans la région de la charge spatiale /1/. On présente les résultats obtenus pour les jonctions abruptes et pour les jonctions diffusées Gauss, du type p^+n et n^+p .

CZ 621.382

DIODE SCHOTTKY
TRANSFER DE PORTEURS
DENSITÉ DE COURANT

Dascălu, D., Brezeanu, Gh., Bălan, C. : Les caractéristiques courant-tension de la diode Schottky à état de surface.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, no. 4, decembre 1981, p. 137

L'ouvrage présente les résultats d'un calcul exact concernant le transfert des porteurs majoritaires à l'interface MS en présence d'une couche du type opposé. De cette manière on élargie la théorie des phénomènes de transfert d'un contact MS sans état de surface /5/. En même temps on réalise une comparaison des résultats obtenus avec ceux de la théorie simplifiée qui est recommandée par Shanon /6/ pour une diode Schottky à état de surface.

CZ 621.374

JONCTION SEMICONDUCTRICE
DIAC

Udrea-Spenea, N., Lakatos, St. E. : Dispositif de déclenchement par porte.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, no. 4, decembre 1981, p. 141

L'ouvrage présente les résultats des experiments concernant la réalisation d'un dispositif de déclenchement par porte, du type commutateurs bidirectionnels, à trois conches et symétriques. On constate que pour une gamme de résistivités de la base en silicium (de type P) qui va de $0,020$ à $0,100 \Omega \text{ cm}$ on peut obtenir des valeurs de la tension de retour (V_{BR}) comprises entre $25 \text{ V} - 54 \text{ V}$.

CZ 538.632.537.311.33

CHAMP HALL
COURANTS INDUITS
PLAQUES SEMICONDUCTRICES

Daba, D. : Le champ Hall des courants induits dans les plaques semiconductrices par des champs magnétiques rapidement variables.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, no. 4, decembre 1981, p. 144

On analyse le champ Hall des courants induits dans une plaque semiconductrice par un champ magnétique très haute fréquence. Lorsqu'il s'agit d'un régime quasi-stationnaire, en individualisant on retrouve les expressions déjà connues dans la littérature de spécialité.

CZ 621.314.5

INTERFACE TTL — MOS
TRANSDUCTEUR DA

Ștefan, Denise : Interface perméable TTL — MOS.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, no. 4, decembre 1981, p. 148

L'ouvrage se propose la réalisation d'une interface qui puisse convertir le signal TTL en un signal compatible avec les dispositifs du type MOS . Les deux niveaux du signal à la sortie de l'interface sont contrôlés par des sources programmables à commande numérique, les interfaces sont la composante principale de n'importe quel système de test des dispositifs MOS .

CZ 621.38

DIODES VARICAP
ELECTRONIQUE DE COMMANDE
RESISTANCE CONNECTÉE EN
EPARALLÈLE

Bușe, M., Codreanu, N., Popescu, O. : Méthode électronique qui caractérise en fonction de la résistance en parallèle en régime de hyperfréquence hf ($f = 200 \text{ MHz}$) des diodes varicap, cette électronique est compatible au test final en régime automatique.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, no. 4, decembre 1981, p. 153

L'ouvrage présente le principe de mesure de la résistance parallèle des diodes varicap et les possibilités qui permettent l'intégration à un système automatique de tri à base du principe „GO — NO — GO”. L'électronique de commande et de traitement des données doit assurer la réalisation de l'interface avec un dispositif automatique de test final des paramètres du courant continu et de la résistance parallèle.

CZ 621.398 : 621 — 753

TÉLÉIMPRIMEUR
INSTRUMENT DE MESURE DE LA
TEMPÉRATURE

Șimonca, V., Lucaschi, B., Paraschiv, E. : Instrument de mesure de la température de l'air et de la vitesse du vent, en même temps on réalise l'enregistrement sur téléimprimeur.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, no. 4, decembre 1981, p. 158

On fait la description d'un instrument de mesure de la température de l'air et de la vitesse du vent mesurées pendant un intervalle de temps dans plusieurs points fixes échelonnés suivant l'altitude de 0 à 100 m . Les résultats des mesures sont enregistrés en permanence sur un téléimprimeur ayant la vitesse de transmission égale à 50 Band et qui emploie l'alphabet télégraphique numéro 2.

CZ 621.37.029.6

MODULATEUR D'AMPLITUDE
DIODE PIN

Buiculescu, V., Müller, A. : Modulateur d'amplitude fonctionnant dans la bande X ($9,375 \text{ GHz}$).

E.E.A. — Automatica și electronica 25, no. 4, decembre 1981, p. 163

L'ouvrage présente un circuit modulateur en impulsions à guide d'ondes operant dans la bande X ($9,375 \text{ GHz}$). On présente la conception constructive et la réalisation du modulateur d'amplitude qui doit posséder des performances optimum en ce qui concerne l'isolation et les pertes par insertion. A titre d'experiment on a réalisé déjà $IL < 2 \text{ dB}$ $I > 20 \text{ dB}$ dans la bande $8,45 - 10,6 \text{ GHz}$.

CZ 621.384

RELACSOMÈTRE
RESONANCE MAGNÉTIQUE DE SPIN

Levai, St., Levai, S. : Système de programmation des impulsions de résonance magnétique de spin.

E.E.A. — Automatica și electronica 25, no. 4, decembre 1981, p. 166

L'article présente une méthode efficace pour l'investigation de la matière : il s'agit de la résonance magnétique de spin qui peut s'utiliser dans les recherches de laboratoire, dans les phénomènes d'absorption et de dispersion du champ électromagnétique de radiofréquence, dans l'étude des mécanismes de relaxation et dans les recherches concernant les propriétés physico-chimiques des substances.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. S. CALIN; prof. dr. ing. V. CATUNEANU; ing. V. CEOCEONICA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLAȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGANESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HANGĂNUT; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LAZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCASU; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULET; ing. M. SIRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TANĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei de Mașini-unelte, Electrotehnică și Electronică, apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcându-se prin mandat poștal

pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică **INFORMAȚIA**, București, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 1446. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAȘINI UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ȘI ELECTRONICĂ

Automatica și electronica nr. 4

CZ 621. 3.015.31

JONCTIUNI PLANE P^+N ȘI N^+P CU SILICIU
SARCINĂ SPAȚIALĂ
FUNCȚII DE MULTIPLICARE

Diferențe între joncțiuni plane P^+N și N^+P cu siliciu. Partea a doua: funcții de multiplicare în avalanșă

GEORGE V. MÂNDUȚEANU — BĂNEASA

Introducere

Influența generării și recombinării purtătorilor în regiunea de sarcină spațială a dispozitivelor cu siliciu a fost analizată detaliat în lucrarea [1]. Acolo s-au dedus următoarele relații pentru curentul total într-o joncțiune pn în regim de blocare:

unde:

$I_0 \equiv I_{p0} + I_{n0} + I_{\text{gen}} \equiv$ curentul invers total (fără multiplicare); (5)

$M \equiv I/I_0 \equiv$ factorul total de multiplicare în avalanșă; (6)

$$I = \frac{I_{p0} + I_{n0} \exp \left[\int_0^w (\alpha_n - \alpha_p) dx \right] + I_{\text{gen}} \frac{1}{w} \int_0^w \exp \left[\int_0^x (\alpha_n - \alpha_p) dx' \right] dx}{1 - \int_0^w \alpha_p \exp \left[\int_0^x (\alpha_n - \alpha_p) dx' \right] dx}, \quad (1)$$

dacă sensul axei de coordonată, x este dinspre regiunea n înspre regiunea p , sau:

$$I = \frac{I_{n0} + I_{p0} \exp \left[\int_0^w (\alpha_p - \alpha_n) dy \right] + I_{\text{gen}} \frac{1}{w} \int_0^w \exp \left[\int_0^y (\alpha_p - \alpha_n) dy' \right] dy}{1 - \int_0^w \alpha_n \exp \left[\int_0^y (\alpha_p - \alpha_n) dy' \right] dy}, \quad (2)$$

dacă sensul axei de coordonată y este dinspre regiunea p înspre regiunea n .

În lucrarea de față, pornind de la aceste relații, se face o analiză a diferențelor între joncțiunile p^+n și n^+p , necesară, așa cum s-a arătat în [2].

Sînt utilizate rezultatele din [3] pentru folosirea preferențială a coeficienților de ionizare, adică coeficienți OVERSTRAETEN [4] pentru $C_B \leq 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ și LEE pentru $C_B \geq 10^{17} \text{ cm}^{-3}$.

Ecuatii generale pentru calculul factorului de multiplicare la joncțiuni $p-n$ cu generare termică în regiunea de sarcină spațială și cu injecție (difuzie) din vecinătatea regiunii de sarcină spațială

Tot în lucrarea [1], pornind de la relațiile (1) și (2), s-au dedus următoarele:

$$M = (k_p + k_n f_{n,p} + k_{\text{gen}} f_{\text{gen},p}) M_p, \quad (3)$$

$$M = (k_n + k_p f_{n,p} + k_{\text{gen}} f_{\text{gen},n}) M_n, \quad (4)$$

$k_p \equiv \frac{I_{p0}}{I_0} \equiv$ factor de compoziție în goluri injectate a curentului rezidual; (7)

$k_n \equiv \frac{I_{n0}}{I_0} \equiv$ factor de compoziție în electroni injectați a curentului rezidual; (8)

$k_{\text{gen}} \equiv \frac{I_{\text{gen}}}{I_0} \equiv$ factor de compoziție în perechi generate termic a curentului rezidual; (9)

$f_{n,p} \equiv \exp \int_0^w (\alpha_n - \alpha_p) dx \equiv$ funcția de pondere a electronilor injectați, în (3); (10)

$f_{\text{gen},p} \equiv \frac{1}{w} \int_0^w \exp \left[\int_0^x (\alpha_n - \alpha_p) dx' \right] dx \equiv$ funcția de pondere a componentei de generare, în (3); (11)

* Întreprinderea de piese radio și semiconductoare-Băneasa.

$f_{p,n} \equiv \exp \int_0^w (\alpha_p - \alpha_n) dy \equiv$ funcția de pondere a golurilor injectate, în (4); (12)

$f_{gen,n} \equiv \frac{1}{W} \int_0^w \exp \left[\int_0^y (\alpha_p - \alpha_n) dy' \right] dy \equiv$ funcția de pondere a componentei de generare, în (4); (13)

$M_p \equiv \frac{1}{1 - \int_0^w \alpha_p \exp \left[\int_0^x (\alpha_n - \alpha_p) dx' \right] dx} \equiv$ factor de multiplicare pentru multiplicare inițiată de goluri; (14)

$M_n \equiv \frac{1}{1 - \int_0^w \alpha_n \exp \left[\int_0^y (\alpha_p - \alpha_n) dy' \right] dy} \equiv$ factor de multiplicare pentru multiplicare inițiată de electroni. (15)

Deoarece :

$$k_p + k_n + k_{gen} = 1, \quad (16)$$

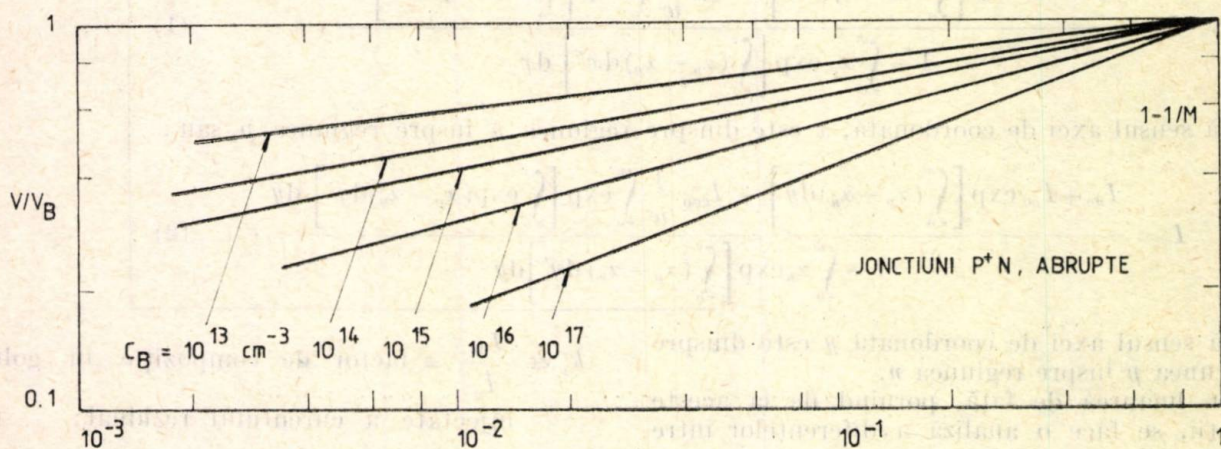


Fig. 1. Joncțiuni abrupte p^+n . Reprezentare log-log a dependenței lui $1-1/M$ de V/V_B avînd C_B ca parametru (factorul total de multiplicare M este definit ca $M = f_{gen,p} \cdot M_p$).

egalînd relațiile (3) și (4) pentru valori arbitrare ale lui k_p , k_n și k_{gen} , rezultă :

$$M_n = f_{n,p} M_p, \quad (17)$$

$$f_{p,n} = \frac{1}{f_{n,p}}, \quad (18)$$

$$f_{gen,n} = \frac{1}{f_{n,p}} f_{gen,p}. \quad (19)$$

Observația nouă a prezentei lucrări este faptul că funcțiile (3) ÷ (15) sînt definite (și diferite) pentru un anumit profil de impurități

p^+n sau n^+p [2]. Relațiile (17) ÷ (19) sînt valabile pentru un tip anume de joncțiune în funcție de profilul ales în calcul.

Joncțiuni abrupte

Joncțiuni abrupte p^+n

Așa cum s-a arătat în lucrarea [1], în condiții reale ale joncțiunii $p-n$ cu siliciu, factorul de multiplicare în avalanșă, M este practic :

$$M = f_{gen,p} \cdot M_p = f_{gen,n} \cdot M_n. \quad (20)$$

Calculată în aceste condiții, funcția M este reprezentată în figura 1. Din această figură se observă că în condiții reale joncțiunea abruptă p^+n cu siliciu respectă relația lui Miller, adică :

$$1 - \frac{1}{M} = \left(\frac{V}{V_B} \right)^n. \quad (21)$$

Valorile lui n , calculate din pantele dreptelor din figura 1 sînt trecute în figura 2. n variază

decî între 7 și 3 pentru C_B cuprins între 10^{13} și 10^{17} cm^{-3} .

Joncțiuni abrupte n^+p

Rezultatul calculelor pentru factorul de multiplicare în avalanșă M (20) sînt trecute în figura 3.

Se observă că în cazul joncțiunilor abrupte n^+p reale factorul de multiplicare M nu respectă relația lui Miller (21).

Joncțiuni difuzate Gauss

Pentru reprezentarea grafică a funcțiilor de multiplicare pentru joncțiuni difuzate Gauss s-a folosit aceeași metodă ca în lucrarea [3].

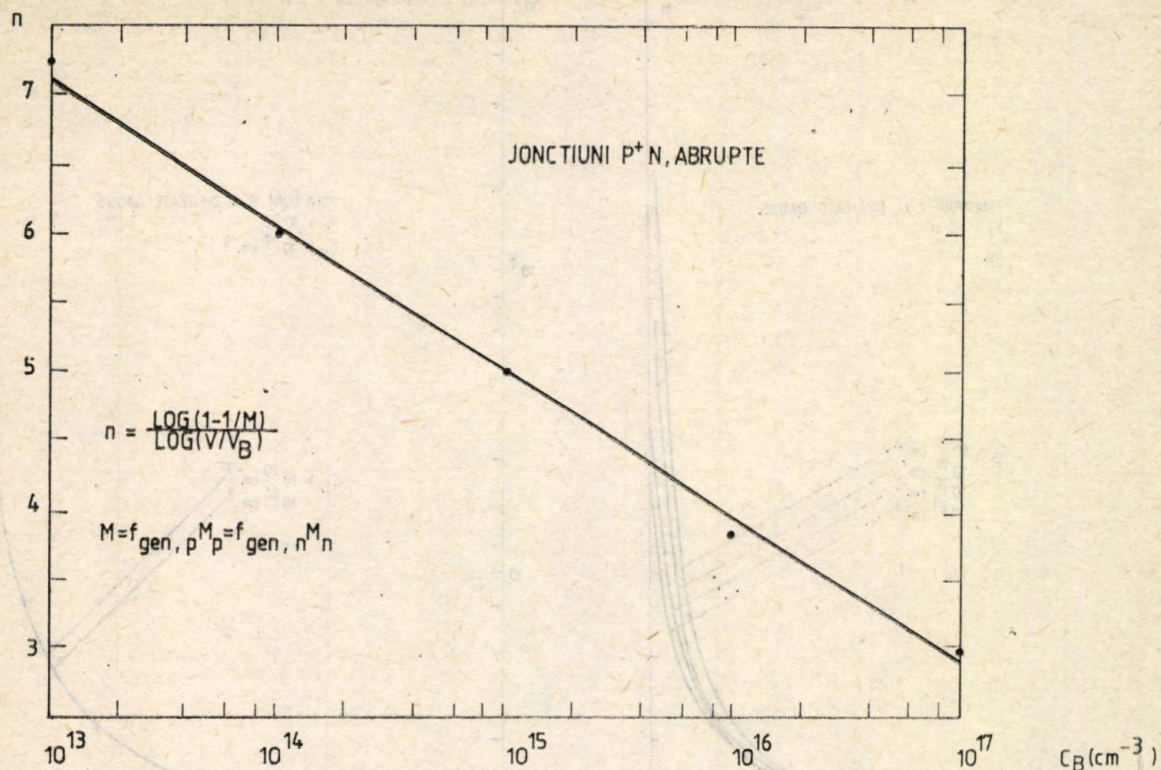


Fig. 2. Joncțiuni abrupte $p+n$. Exponentul n din relația (21) determinat din curbele $\log(1 - 1/M) = f(\log V/V_B)$ din figura 1

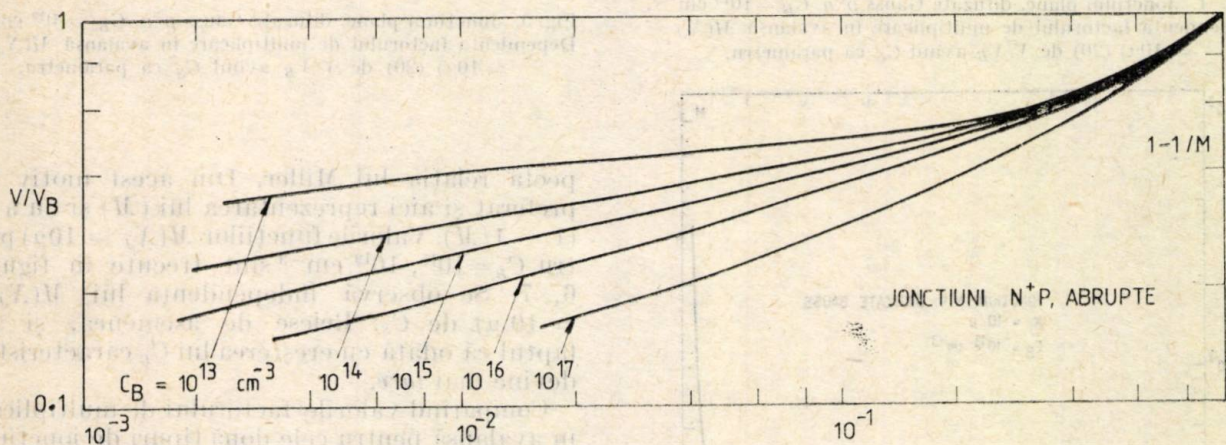


Fig. 3. Joncțiuni abrupte $n+p$. Dependența funcției $1-1/M$ (20) de V/V_B avind C_B ca parametru.

Acolo s-a reprezentat valoarea funcției respective pentru adâncimea joncțiunii egală cu 10μ și, separat, s-a reprezentat valoarea raportului între valoarea funcției la altă adâncime de joncțiune și valoarea funcției la $X_J = 10\mu$. Practic, s-a constatat că în această reprezentare parametrul C_S nu mai apare în al doilea grafic. Eroarea nu depășește $\pm 10\%$. Detalii asupra acestei reprezentări se găsesc în [3].

Rezultatele au arătat că în condițiile de calcul date, joncțiunile difuzate Gauss cu $C_B = 10^{13}\text{cm}^{-3}$ și $C_B = 10^{14}\text{cm}^{-3}$, atât cele $p+n$, cât și cele $n+p$ sînt practic joncțiuni abrupte, deci sînt valabile rezultatele prezentate mai sus.

Joncțiuni difuzate Gauss $p+n$

Din calcule a rezultat că factorul de multiplicare, M , calculat cu relația (20) nu mai respectă relația lui Miller (21). Din această cauză s-a considerat că este mai util să se reprezinte direct parametrul (M) și nu $(1 - 1/M)$. Valorile lui $M(X_J = 10\mu)$ sînt trecute în figurile 4, 5 pentru $C_B = 10^{15}, 10^{19}\text{cm}^{-3}$. Se observă că o dată cu creșterea concentrației de bază caracteristica de blocare devine mai tare.

Joncțiuni difuzate Gauss $n+p$

Nici pentru joncțiuni difuzate Gauss $n+p$ factorul de multiplicare în avalanșă M nu res-

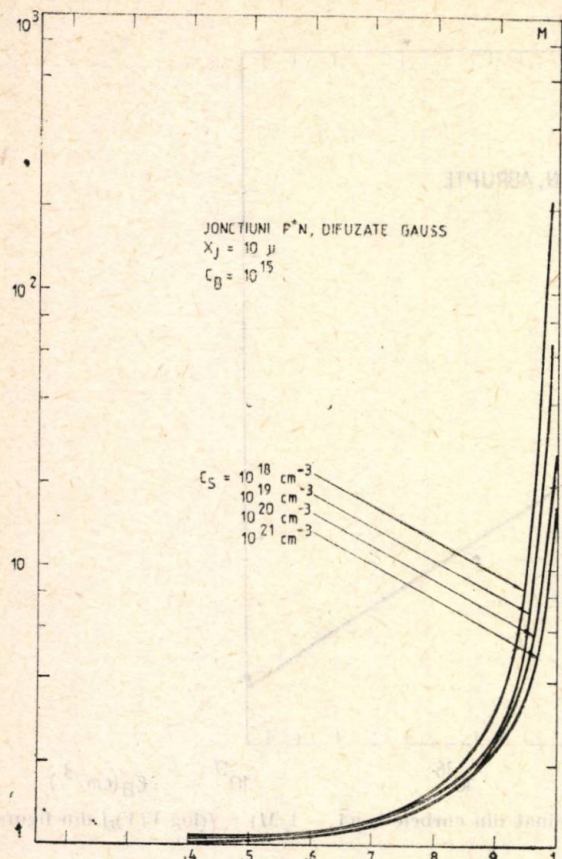


Fig. 4. Jonctiuni plane, difuzate Gauss p^+n . $C_B = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. Dependența factorului de multiplicare în avalanșă $M(X_J = 10 \mu)$ (20) de V/V_B avind C_S ca parametru.

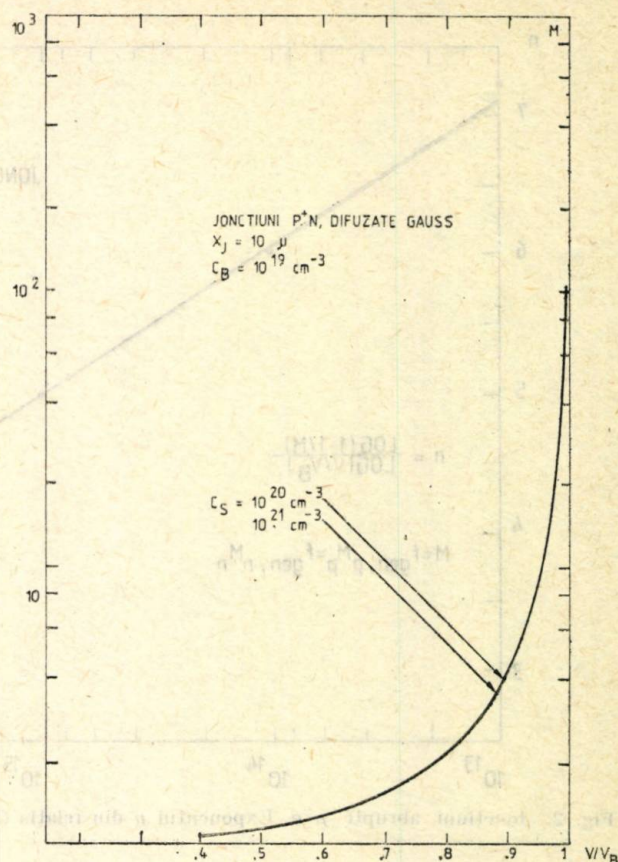
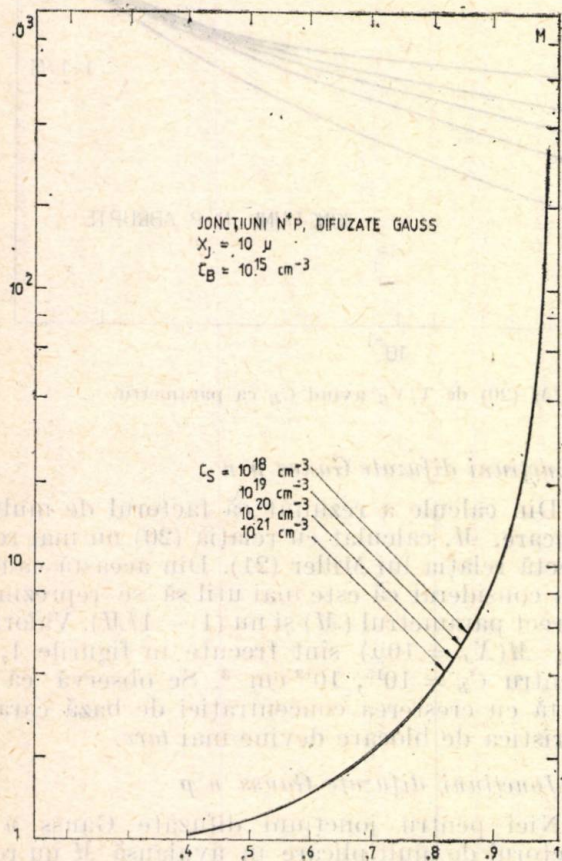


Fig. 5. Jonctiuni plane, difuzate Gauss p^+n . $C_B = 10^{19} \text{ cm}^{-3}$. Dependența factorului de multiplicare în avalanșă $M(X_J = 10 \mu)$ (20) de V/V_B avind C_S ca parametru.



pectă relația lui Miller. Din acest motiv s-a preferat și aici reprezentarea lui (M) și nu a lui $(1 - 1/M)$. Valorile funcțiilor $M(X_J = 10 \mu)$ pentru $C_B = 10^{15}, 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ sînt trecute în figurile 6, 7. Se observă independența lui $M(X_J = 10 \mu)$ de C_S . Reiese de asemenea, și aici faptul că odată cu creșterea lui C_B caracteristica devine mai *tare*.

Comparînd valorile factorului de multiplicare în avalanșă pentru cele două tipuri de jonctiune la același C_B , se observă că la jonctiuni p^+n caracteristica este mai „tare” decît la jonctiuni n^+p . Acest lucru este evident la $C_B = 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ unde pentru $V/V_B = 0,8$:

$$M_{p^+n}(X_J = 10 \mu) \approx 0,1 \cdot M_{n^+p}(X_J = 10 \mu),$$

pentru $C_B = 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ nu există practic nici o diferență între cele două tipuri de jonctiune, în ceea ce privește factorul de multiplicare în avalanșă.

Fig. 6. Jonctiuni plane, difuzate Gauss n^+p . $C_B = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. Dependența factorului de multiplicare în avalanșă ($M X_J = 10 \mu$) (20) de V/V_B avind C_S ca parametru.

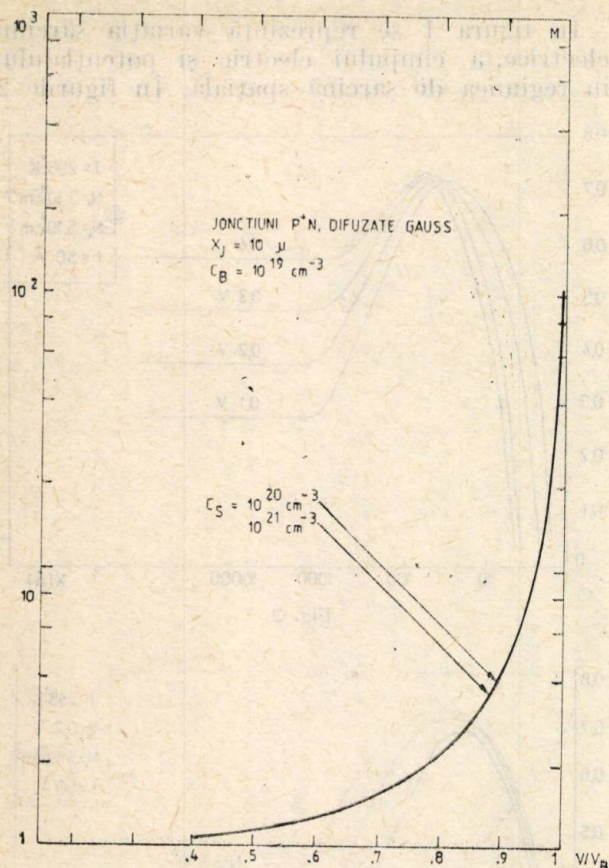


Fig. 7. Joncțiuni plane, difuzate Gauss n^+p . $C_B = 10^{19} \text{ cm}^{-3}$. Dependența factorului de multiplicare în avalanșă $M(X_J = 10 \mu)$ de V/V_B avind C_S ca parametru.

Observație

Mai sus s-au prezentat valori ale funcțiilor de multiplicare în avalanșă numai pentru câteva cazuri particulare. S-au calculat însă toate curbele pentru parametrii C_S , C_B , X_J prezentați, și aceste curbe se pot trimite, la cerere, celor interesați.

Concluzii

S-au prezentat valorile funcțiilor de multiplicare în avalanșă definite în [1] pentru joncțiuni cu siliciu plane p^+n și n^+p , abrupte și difuzate Gauss, cu $C_B = 10^{13} \div 10^{19} \text{ cm}^{-3}$, $C_S = 10^{18} \div 10^{21} \text{ cm}^{-3}$ și $X_J = 10 \div 200 \mu$.

Rezultatele au arătat că în aceste condiții se pot face următoarele observații:

— la joncțiunile abrupte reale p^+n factorul de multiplicare în avalanșă M respectă relația lui Miller, exponentul n avind valori între 7 și 3 pentru $C_B = 10^{13} \div 10^{17} \text{ cm}^{-3}$;

— la joncțiunile difuzate Gauss reale, joncțiunile p^+n au o caracteristică mai tare decât joncțiunile n^+p , această diferență este de un ordin de mărime pentru $C_B = 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ și nesemnificativă pentru $C_B = 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ (la $V/V_B = 0,8$);

— joncțiunile plane difuzate Gauss cu $C_B = 10^{13} \div 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ sînt, practic, joncțiuni abrupte.

Bibliografie

- [1] Bulucea, C. D., Prișecaru, D. C. The calculation of the Avalanche Multiplication Factor in Silicon $P-N$ Junction Taking into Account the Carrier Generation (Thermal or Optical) in the Space-Charge Region. In: *IEEE on ED*. Vol ED 20, No. 8, August 1973.
- [2] Mănduțeanu, G. V. Notă asupra diferențelor între joncțiunile plane cu siliciu p^+n și n^+p . *EEA* nr. 3, sep 1981.
- [3] Mănduțeanu, G. V. Proiectarea joncțiunilor semiconductoare plane cu siliciu lucrind în regim de avalanșă. In *EEA*, nr. 1, Mar 1981, p. 33.
- [4] Van Overstraeten, R. and De Man, H. Measurement of the Ionization Rates in Diffused Silicon $P-N$ Junctions. In: *SSE* Vol 13, May 1970 p. 583–608.
- [5] Lee, C. A., Logan, R. A., Baldorf, R. A., Kleimack, J. J. and Weigman, W. Ionisation Rates of Holes and Electrons in Silicon. In *Phys. Rev.*, Vol 134, May 4, 1964, p. A 761–A 773.

CZ 621.382

DIODĂ SCHOTTKY
TRANSPORT DE PURTĂTORI
STRAT DE SUPRAFAȚĂ

Caracteristicile curent-tensiune ale diodei Schottky cu strat de suprafață*

DAN DASCĂLU, GHEORGHE BREZEANU, CLEOPATRA BĂLAN** — BUCUREȘTI

Introducere

Dioda Schottky este folosită atât ca dispozitiv independent, cit și în construcția circuitelor integrate TTL [1]. S-a comunicat reali-

zarea unor diode Schottky Al/Si- n cu performanțe excelente [2].

Realizarea de diode Schottky cu bariere difuzate, necesare în diverse aplicații, presupune utilizarea mai multor metale cu lucruri de extracție apropiate. Dar un număr foarte redus de metale sînt compatibile cu întregul proces tehnologic de fabricație [3]. Relativ recent s-a propus un nou procedeu de obținere a diodelor

* Lucrare prezentată la Conferința anuală de semiconductoare CAS-1979, fiind publicată în revista „Studii și cercetări de fizică” nr. 3/1982.

** Institutul politehnic București, Facultatea de electronică.

Schottky cu barieră controlabilă în limite largi [4]. Pentru un anumit contact metal-semiconductor (MS), controlul barierei se face prin implantarea ionică a unui strat de suprafață de câteva zeci sau sute de Å.

Lucrarea prezintă rezultatele unui calcul exact asupra transportului de purtători majoritari la interfața MS în prezența unui strat de suprafață de tip opus. Se extinde astfel teoria fenomenelor de transport de la un contact MS fără strat de suprafață [5]. Pe de altă parte aici se compară rezultatele cu cele ale teoriei simplificate propusă de Shannon [6] pentru o diodă Schottky cu strat de suprafață. Se neglijează difuzia și injecția purtătorilor minoritari.

1. Modelul de calcul

Stratul de suprafață este presupus uniform ca dopare și grosime (model unidimensional). Forma potențialului în semiconductor se deduce integrând ecuația lui Poisson. Stratul de suprafață este foarte subțire (50–100 Å) și se pre-

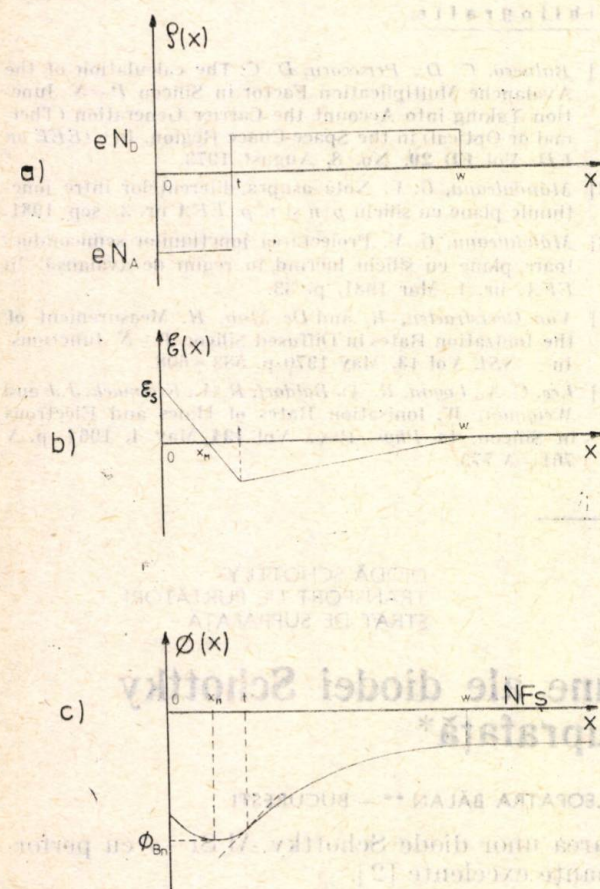


Fig. 1

supune complet golit de purtători în toată gama tensiunilor și temperaturilor introduse în calcul (se exclude astfel comportarea tip joncțiune $p-n$).

În figura 1 se reprezintă variația sarcinii electrice, a cimpului electric și potențialului în regiunea de sarcină spațială. În figurile 2

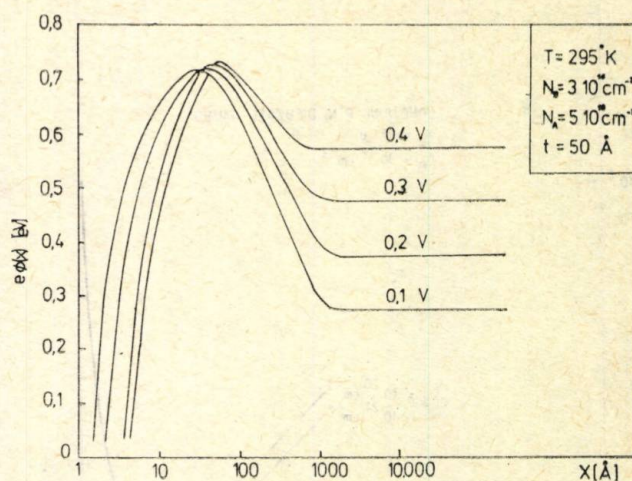


Fig. 2

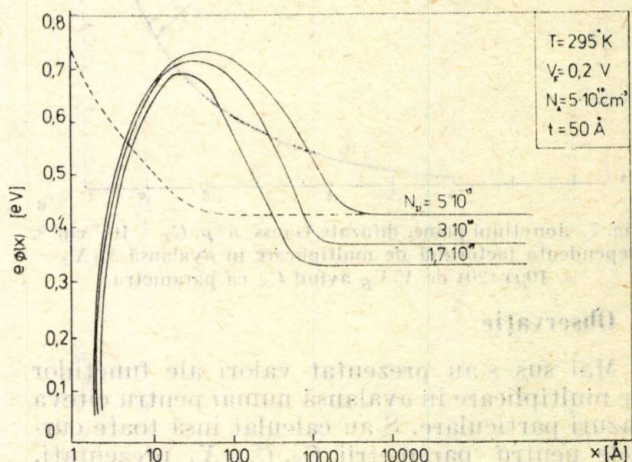


Fig. 3

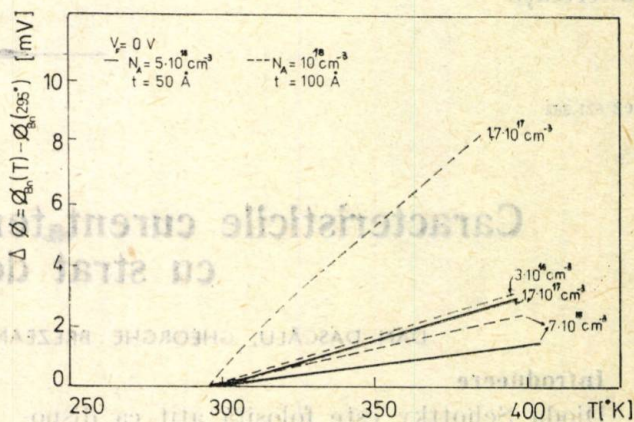


Fig. 4

și 3 se dă variația energiei potențiale în stratul golit, corectată cu efectul forței imagine. Se constată că prezența stratului de suprafață introduce o dependență accentuată a înălțimii maxime a barierei, $e\phi_{Bn}$, de dopare a substratului

și de tensiunea directă aplicată. Din figura 4 se observă că $e\Phi_{Bn}$ depinde liniar de temperatură, coeficientul de variație cu temperatura crescând cu doparea semiconductorului și cu grosimea stratului de suprafață.

Pentru evaluarea densității de curent, energia potențială din semiconductor se racordează la cea din metal printr-un profil de tip Thomas-

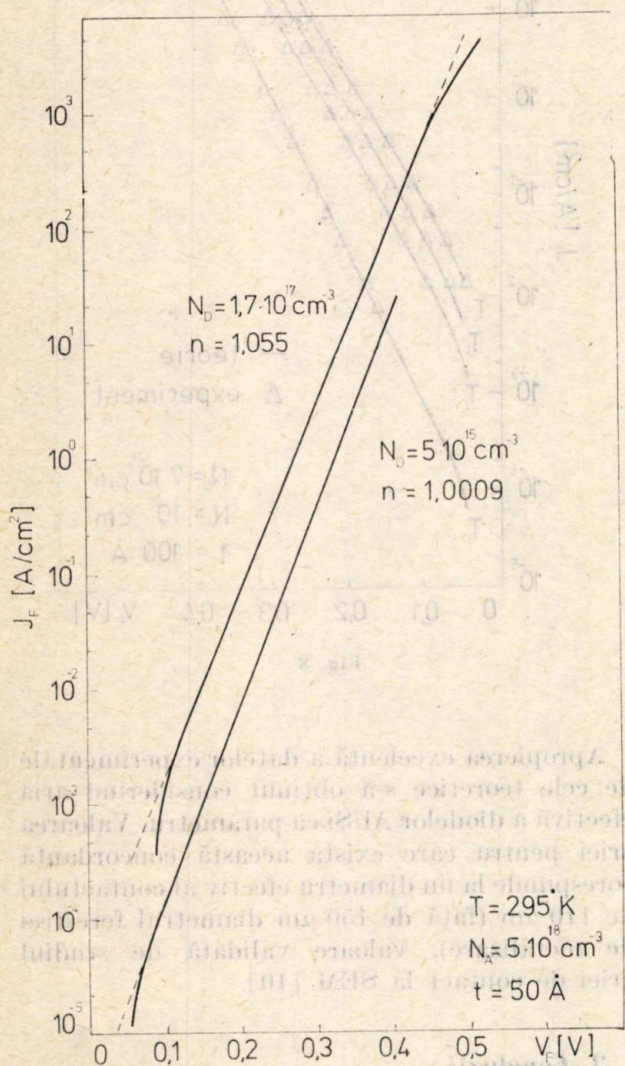


Fig. 5

Fermi. Se integrează după energie distribuția de purtători ce traversează bariera folosind pentru probabilitatea de transmisie relația Kemple [7, 8] (aproximația WKB generalizată), iar pentru probabilitatea de ocupare a unui nivel energetic statistica Fermi-Dirac. Se iau astfel în considerație emisia tunel și emisia termoelectronică și se ține seama de reflexiile cuantice ale purtătorilor care trec peste barieră.

2. Rezultate obținute

Se prezintă rezultate calculate pentru $N_D = 5 \cdot 10^{15} \div 1,7 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$. Stratul de suprafață

de tip p are concentrația $N_A = 10^{18} \div 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ și grosimea $t = 50 \div 100 \text{ Å}$ (date reprezentative pentru contactul Al/Si în urma tratamentului termic).

În figura 5 s-au reprezentat caracteristici directe $J_F = J_F(V_F)$ pentru două dopări ale semiconductorului. Se verifică:

$$J_F \sim \exp\left(-\frac{e\Phi_{Bn}}{kT}\right) \exp\frac{eV_F}{nkT},$$

cu factori de idealitate n foarte apropiați de unitate. Se constată o dependență importantă a densității de curent la o tensiune dată de dopare, lucru explicabil prin variația înălțimii barierei cu N_D (figura 2). Creșterea lui Φ_{Bn} cu tensiunea V_F explică curbarea caracteristicii $J_F(V_F)$ la tensiuni mari.

Din caracteristicile directe obținute prin calcul numeric s-au determinat cu formulele teoriei emisiei termoelectronice coeficientul de

idealitate $n = \frac{e}{kT} \left[\frac{d(\ln J_F)}{dV} \right]^{-1}$ și bariera efectivă $\Phi_{Bn} = \frac{kT}{e} \ln \frac{J_s}{A^{**} \cdot T^2}$, unde A^{**} este

constanta Richardson, iar $J_s = J_F|_{V_F=0}$. Aceste mărimi sînt reprezentate în funcție de doparea semiconductorului în figura 6 (cu linie plină). În figura 6 a se arată (cu linie punctată) variația $\Phi_{Bn} = \Phi_{Bn}(N_D)$ obținută printr-un calcul analitic direct (fig. 2). Tot analitic s-a calculat și factorul de idealitate [4], iar valorile sînt reprezentate (cu linie punctată) în figura 6 b. Figura 7 confirmă faptul că pentru dopările N_D considerate curentul tunel J_T^* este neglijabil de mic față de curentul termic J_{Th} . Un rezultat calitativ nou este dependența puternică (chiar mai mare decît a curentului termic) a curentului tunel de temperatură. Această dependență scade însă cu creșterea dopării.

În figura 8 sînt reprezentate cu linie continuă caracteristici $J_F = J_F(V_F)$ calculate pentru cîteva temperaturi. Aceste curbe se compară cu puncte experimentale obținute pe diode Al/Si- n .

Tratamentul termic la care sînt supuse contactele Al/Si determină apariția unui strat de suprafață p^+ neuniform ca grosime și cu o dopare în gama $10^{18} \div 5 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ [9]. Prezența stratului p^+ modifică substanțial configurația interfeței, modul de curgere a curentului, aria efectivă a contactului [10]. Cu precauții speciale, pentru diode care au suferit un anumit tratament termic se poate considera că sînt valabile ipotezele modelului de calcul prezentat mai sus [10]. Este cazul diodelor ale căror caracteristici experimentale sînt date în figura 8.

* Prin definiție, curentul tunel J_T este transportat de electronii cu energie mai mică decît cea corespunzătoare maximului barierei de potențial.

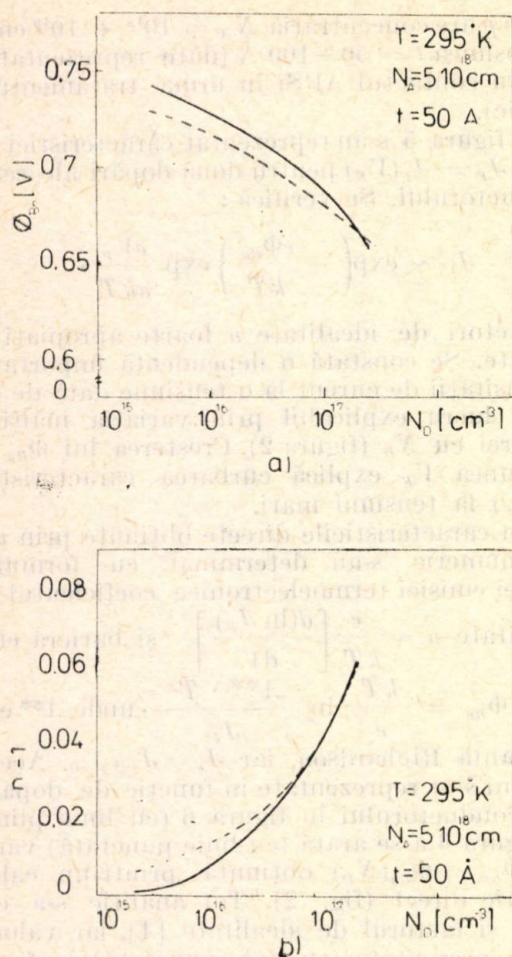


Fig. 6

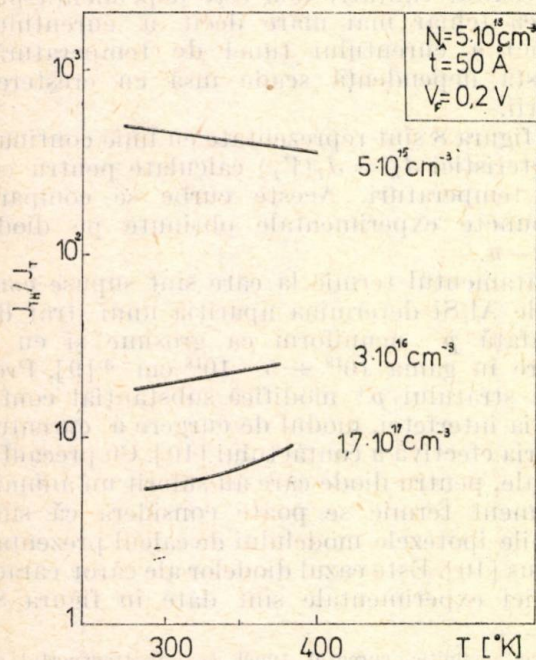


Fig. 7

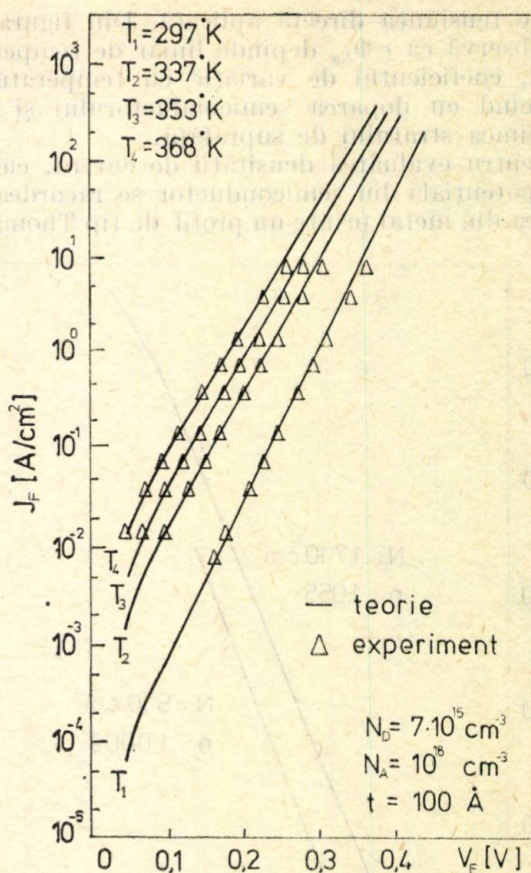


Fig. 8

Apropierea excelentă a datelor experimentale de cele teoretice s-a obținut considerînd aria efectivă a diodelor Al/Si ca parametru. Valoarea ariei pentru care exista această concordanță corespunde la un diametru efectiv al contactului de $110 \mu\text{m}$ (față de $150 \mu\text{m}$ diametrul ferestrei de metalizare), valoare validată de studiul ariei de contact la SEM [10].

3. Concluzii

Calculule dezvoltate au permis verificarea faptului că prezența unui strat foarte subțire cu conductibilitate de tip opus reduce ponderea curentului tunel și permite aplicarea teoriei emisie termoelectronice chiar la rezistivități mai mici ale semiconductorului. Bariera „efectivă” depinde însă de tensiunea aplicată și de dopare.

Prelucrînd curbele teoretice în maniera obișnuită pentru cele experimentale și comparînd cu rezultatele exacte ale calculului s-au putut trage concluzii în legătură cu exactitatea procedeele de determinare a barierei din caracteristicile măsurate.

S-a obținut o bună concordanță cu experiența în cazul unor contacte la care modelul unidimensional este acceptabil.

Bibliografie

- [1] Yu, A. Y.C. IEEE Spectrum, 83, 1970.
- [2] Yu, A. Y.C., Mead, C. A. Solid-St. Electron., 13, 97, 1970.
- [3] Andrews, J. M. Journ. Vac. Sc. Technol., 11, 972, 1974.

- [4] Shannon, J. M. Solid-St. Electron., 19, 537, 1976.
- [5] Rideout, V. L., Crowell, C. R. Solid-St. Electron, 13, 993, 1970.
- [6] Shannon, J. M. Solid-St. Electron., 20, 869, 1977.
- [7] Fonash, S. J. Solid-St. Electron., 15, 783, 1972.
- [8] Negru, S., Dascălu, D. Rev. Roum. Phys., 23, 201, 1978.
- [9] Card, H. C. Journ. Phys. Conf. Series No. 22, Inst. 7 Physics, London, 1974, 125.
- [10] Dascălu, D. ș.a. Raport de cercetare, IPB — IPRS, iunie 1979.

CZ 621.374

JONCTIUNI SEMICONDUCTOARE
DIAC

Dispozitiv de declanșare pe poartă

MARIAN UDREA-SPENEA, EUGEN ȘT. LAKATOȘ* — BĂNEASA

Introducere

Diacul este un dispozitiv semiconductor cu trei straturi (*pnp* sau *npn*), cu două terminale, având caracteristica curent-tensiune de tipul celei din figura 1a. Sînt definiți în această figură și parametrii de circuit ai diacului. Elementul specific al comportării diacului îl constituie rezistența dinamică negativă pe caracte-

tate, ca și simetria caracteristicii, stau la baza utilizării dispozitivului pentru comanda pe poartă a triacelor și tiristoarelor. În figura 1b este dat circuitul standard în care se folosește diacul.

Funcționarea circuitului din figura 1b are loc astfel. Se presupune că tensiunea pe condensatorul C crește; în momentul cînd ea atinge valoarea V_{BO} se produce străpungerea diacului și condensatorul C se descarcă pe rezistența dinamică negativă a diacului, în poarta triacului, injectînd un plus de curent scurt, dar intens ($0,1 \div 0,8$ A). În acest fel se produce deschiderea fermă a triacului, fără să fie nevoie de un consum de putere deosebit pe poartă. Una din consecințele importante este creșterea fiabilității dispozitivului comandat.

1. Analiza funcționării diacului

Pentru înțelegerea funcționării diacului se vor analiza, pe scurt ecuațiile care dau legătura între curentul I și tensiunea V la bornele acestuia.

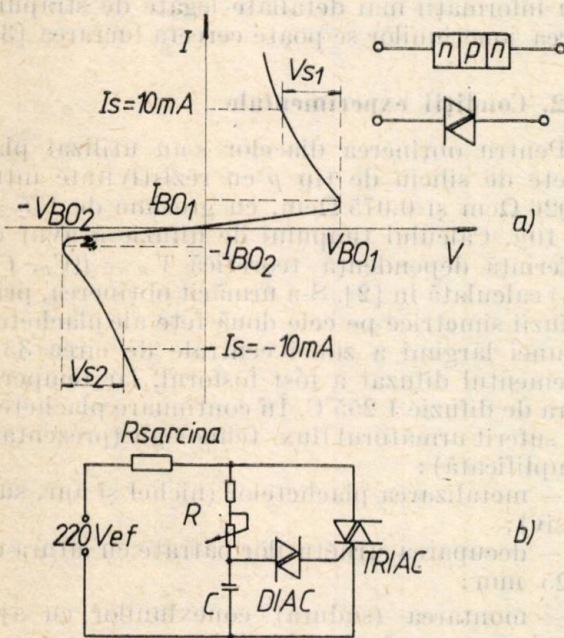


Fig. 1. Caracteristica, parametrii, simbolul (a) și circuitul de bază pentru folosirea diacului (b).

ristica $I - V$, ce apare la curentul de întoarcere I_{BO} și dispăre la curenți de circa 2—5 A (pentru structura prezentată mai jos). Această proprie-

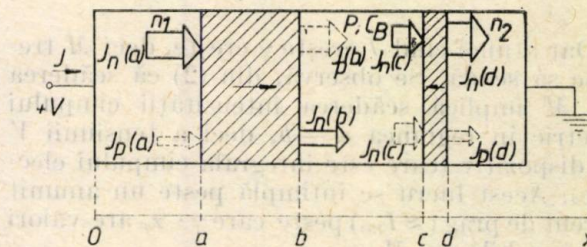


Fig. 2. Repartizarea calitativă a curenților de purtători în diac.

Fie o structură *npn* ca cea din figura 2 și distribuția de curenți (densități de curenți) figurată calitativ.

* Intreprinderea de piese radio și semiconductoare — Băneasa.

Ecuatiile care definesc funcționarea diacului sînt următoarele (notațiile sînt cele din figura 2) :

$$J = (J_p(a) + J_{gen}) / (1 - M - \alpha_T \cdot \gamma), \quad (1)$$

$$M = \int_a^b \alpha dx, \quad \alpha = f(\mathcal{E}(x)), \quad (2)$$

$$\gamma = J_n(c) / J, \quad (3)$$

$$\alpha_T = J_n(b) / J_n(c), \quad (4)$$

unde :

- J — densitatea de curent;
- α_T — coeficientul de transport în bază;
- γ — eficiența injectiei;
- α — coeficientul de ionizare prin șoc;
- $\mathcal{E}$ — intensitatea cîmpului electric;
- J_{gen} — densitatea curentului de generare termică din regiunea de sarcină spațială a joncțiunii ($n_1 - p$), polarizată invers.

Parametrii ecuațiilor 1—4 sînt discutați pe larg, în capitolul 7 din [1]. Se menționează că :

— γ este puternic dependent de J (sau I) astfel : la valori mici ale lui I , γ este ≈ 0 , iar la valori ale lui J peste o anumită limită $\gamma \approx 1$ (pentru valori uzuale ale densității de curent, zeci de A/cm^2).

— α_T este funcție de timpul de viață al purtătorilor minoritari în zona centrală a structurii definite în figura 2 și de lungimea acestei zone. Astfel, cu cît timpul de viață este mai mare și lungimea zonei centrale mai mică α_T este mai mare.

Avînd în vedere cele de mai sus, cu ajutorul ecuației (1) se poate explicita caracteristica diacului în zona de întoarcere ($I \gtrsim I_{BO}$), precum și în zona de rezistență dinamică negativă. În ecuația (1) numitorul are rol de multiplicare a curentului de la numărător și are valori apropiate de zero. Se poate scrie deci :

$$1 \approx M + \alpha_T \cdot \gamma. \quad (5)$$

Dar atunci cînd J crește γ crește, deci M trebuie să scadă. Se observă, din (2) că scăderea lui M implică scăderea intensității cîmpului electric în regiunea $a - b$, deci a tensiunii V pe dispozitiv (care este integrala cîmpului electric). Acest lucru se întîmplă peste un anumit curent de prag ($\approx I_{BO}$) peste care $\gamma \cdot \alpha_T$ are valori comparabile cu M .

În încheierea acestei secțiuni se subliniază cele două fenomene care stau la baza funcționării diacului :

- variația factorului de injectie γ cu densitatea de curent;
- variația (scăderea) tensiunii de străpun-gere reală, odată cu apariția unor purtători

minoritari suplimentari la marginea regiunii de sarcină spațială (variația lui M cu curentul). În legătură cu acest fenomen se menționează că s-au obținut unele rezultate folosind programul de calcul din [2]. Rezultatele sînt prezentate în figura 3. Această curbă a fost obținută

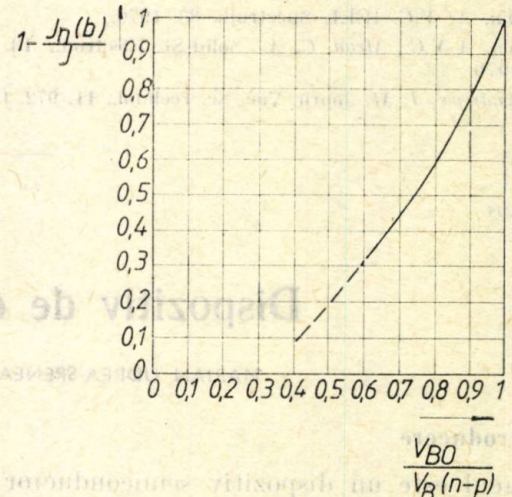


Fig. 3. Variația tensiunii de străpun-gere cu procentul de purtători minoritari de a marginea regiunii de sarcină spațială.

pentru rularea programului menționat cu setul de date ale structurii prezentate în secțiunea următoare pentru $C_B = 2 \times 10^{17} cm^{-3}$. Pentru informații mai detaliate legate de străpun-gerea joncțiunilor se poate cerceta lucrarea [3].

2. Condiții experimentale

Pentru obținerea diacelor s-au utilizat plachete de siliciu de tip p cu rezistivitate între $0,026 \Omega cm$ și $0,075 \Omega cm$, cu grosime de $175 \pm 10 \mu$. Calculul timpului de difuzie a avut ca referință dependența teoretică $V_B = f(C_B, C_S, X_j)$ calculată în [2]. S-a urmărit obținerea, prin difuzii simetrice pe cele două fețe ale plachetei, a unei lărgimi a zonei centrale de circa 35μ . Elementul difuzat a fost fosforul, iar temperatura de difuzie $1255^\circ C$. În continuare plachetele au suferit următorul flux tehnologic (prezentare simplificată) :

- metalizarea plachetelor (nichel și aur, succesiv);
- decuparea structurilor pătrate cu latura de $1,25 mm$;
- montarea (sudura) conexiunilor cu ajutorul unor preforme de lipire;
- decaparea (curățarea) sandwich-urilor;
- silastenarea (protejarea suprafețelor laterale ale structurilor cu elastomer siliconic);
- mulajul în rășină epoxidică;
- sortarea electrică a dispozitivelor.

Se obțin astfel diace în capsulă de tip F126 (care se marchează cu cod specific). În tabelul 1 se prezintă situația parametrilor diacului

fabricat la IPRS, comparativ cu diace produse de alte firme [4].

Tabelul 1

Tipul	$V_{BO}(V)$		$I_{BO}(\mu A)$	$V_S(V)$	Capsula
	min	max	max	min	
DC 32 IPRS	28	36	50	5	F 126
DC 38 IPRS	34	42	50	5	F 126
DC 44 IPRS	40	48	50	7	F 126
DC 50 IPRS	46	54	50	7	F 126
DB 3 SILEC	28	36	300	5	DO 7
GT 50	44	58	100	8	DO 7
H 50	42	58	100	8	DO 35

3. Rezultate și discuții

În această secțiune se prezintă rezultatele unor calcule asupra caracteristicii diacului, însoțite de determinări experimentale pe dispozitive finite. Sînt redată repartițiile experimentale ale curentului și tensiunii de întoarcere (I_{BO} , respectiv V_{BO}) pentru producția experimentală. Se dă o curbă de proiectare pentru tensiunea de întoarcere funcție de concentrația substratului.

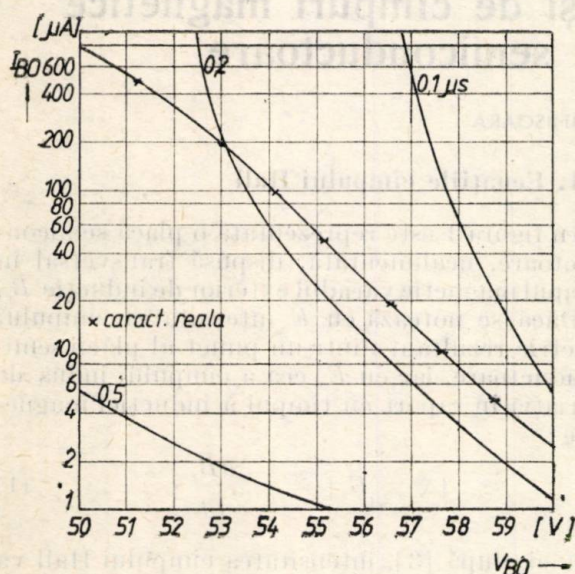


Fig. 4. Caracteristica reală și caracteristici calculate pentru diac (pentru 3 valori ale timpului de viață al purtătorilor minoritari în bază).

În figura 4 se prezintă caracteristica experimentală a unui tip de diac, însoțită de câteva

caracteristici calculate, pentru 3 timpi de viață ai purtătorilor minoritari în baza diacului. Discrepanța între experiment și teorie se poate pune pe seama variației timpului de viață cu $X[4]$ și cu nivelul injecției.

În figura 5 sînt date histogramele curentului de întoarcere și ale tensiunii de întoarcere pen-

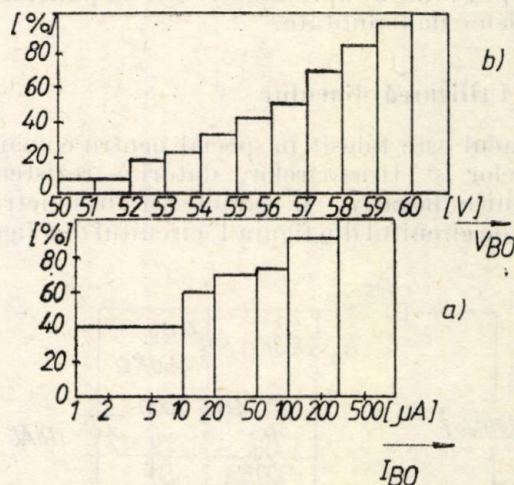


Fig. 5. Histograme ale curentului de întoarcere (a) și ale tensiunii de întoarcere (b).

tru 100 de diace. Se observă că majoritatea dispozitivelor au curent de întoarcere foarte redus (sub $20\mu A$), fapt datorat calității bune a suprafeței de pasivare electrică.

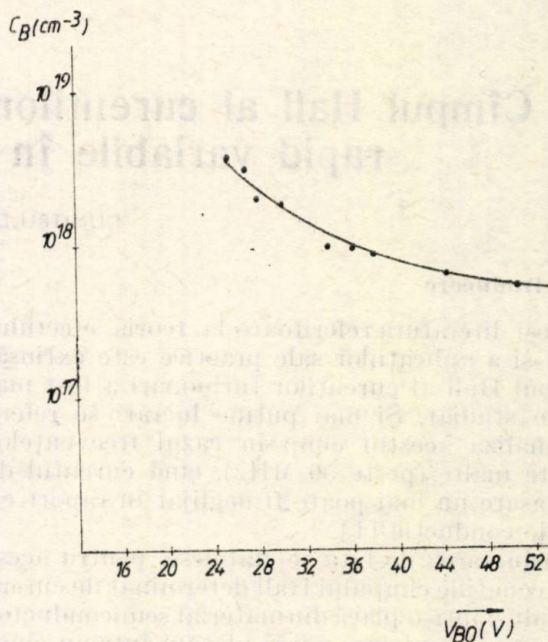


Fig. 6. Corelația experimentală între tensiunea de întoarcere și concentrația de dopare a bazei diacului.

Din încercările efectuate a rezultat legătura între concentrația de impurități a bazei diacului și tensiunea de întoarcere. Această curbă este dată în figura 6.

Diacele au fost supuse unor impulsuri de curent cu durată de 80 μ s, pentru a li se verifica fiabilitatea. S-a constatat că rezistă la impulsuri de 10 A (repetitive, $T = 20$ ms). Se observă că se defectează la impulsuri de 300 μ s și cu amplitudine de 20 A. Folosirea diacului în regim de impulsuri de durată 10 μ s și perioada de 20 ms și amplitudine de aproximativ 1 A nu pune, deci, probleme de fiabilitate.

4. Utilizarea diacului

Diacul este folosit în special pentru comanda triacelor și tiristoarelor, datorită rezistenței dinamice negative și caracteristicii simetrice. Față de circuitul din figura 1 circuitul din figura

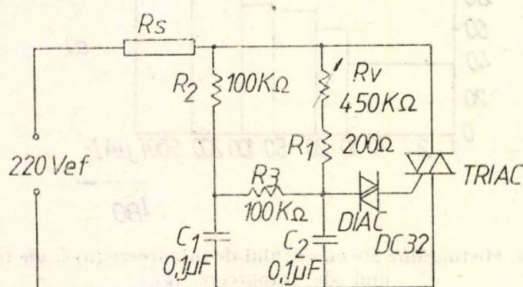


Fig. 7. Circuit de control al puterii, cu diac și triac.

CZ 538,632 : 537.311.33

7 are avantajul unui histerezis redus al controlului puterii pe sarcină (pentru o tensiune de alimentare de 220 Vef histerezisul este mai mic de 45 Vv).

5. Concluzii

Lucrarea descrie funcționarea și tehnologia fabricării diacului. Sunt prezentate calcule și rezultate experimentale referitoare la parametrii diacului. Se discută calitatea dispozitivului realizat și se recomandă scheme de utilizare.

Bibliografie

- [1] Grove, A. S. Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare. București, Ed. Tehnică, 1973.
- [2] Udrea-Speneu M., Dascălu D., Popa E. Analiza regimului de străpungere în condițiile dispărării de putere a joncțiunilor semiconductoare cu siliciu. Comunicare CAS 1976, București.
- [3] Minduțeanu G., Lakatoș, E. Coeficienți de ionizare pentru calculul tensiunii de străpungere la joncțiuni difuzate plane cu siliciu. Diode cu avalanșă controlată. In : E.E.A., Vol. 24, p. 141.
- [4] Thyristor D.A.T.A. Book, Edition 14, 1980.
- [5] Baliga, B. J., Adler, M. S. Measurement of Carrier Lifetime Profiles in Diffused Layers of Semiconductors. In : I.E.E.E. ED-25, April 1978.

CÎMP HALL
CURENȚI INDUȘI
PLĂCI SEMICONDUCTOARE

Cîmpul Hall al curenților induși de cîmpuri magnetice rapid variabile în plăci semiconductoare

DUMITRU DABA * — TIMIȘOARA

Introducere

Deși literatura referitoare la teoria efectului Hall și a aplicațiilor sale practice este extinsă, cîmpul Hall al curenților turbionari a fost mai puțin studiat. Și mai puține lucrări se referă la analiza acestui cîmp în cazul frecvențelor foarte înalte (peste 50 MHz), cînd curentul de deplasare nu mai poate fi neglijat în raport cu cel de conducție [1].

În lucrarea de față se stabilesc, pentru acest caz, ecuațiile cîmpului Hall determinat de curenții induși într-o placă din material semiconductor omogen, de grosime mică, plasată într-un cîmp magnetic de foarte înaltă frecvență, uniform și local ortogonal. Se generalizează astfel rezultatele obținute în [2] în ipoteza unui regim evasistationar.

* Institutul politehnic — Timișoara.

1. Ecuațiile cîmpului Hall

În figura 1 este reprezentată o placă semiconductoră, nealimentată, dispusă transversal în cîmpul magnetic variabil exterior de inducție $\vec{B}_e$.

Dacă se notează cu $\vec{E}$ intensitatea cîmpului electric rezultat dintr-un punct al plăcii semiconductoră, iar cu $\vec{E}_s$ cea a cîmpului indus de variația în raport cu timpul a inducției magnetice :

$$[\nabla \times \vec{E}_s] = - \frac{\partial \vec{B}_e}{\partial t}, \quad (1)$$

atunci, după [3], intensitatea cîmpului Hall va fi :

$$\vec{E}_H = \vec{E} - \vec{E}_s, \quad (2)$$

toate cele trei mărimi fiind definite în raport cu un referențial solidar cu placa.

Curenții turbionari produc și ei un câmp magnetic propriu $\bar{B}_p$, astfel încât inducția rezultantă în punctele plăcii va fi:

$$\bar{B} = \bar{B}_e + \bar{B}_p. \quad (3)$$

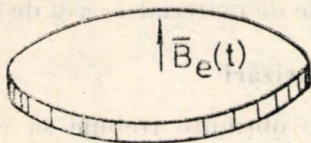


Fig. 1

În ipoteza neglijării câmpului propriu $\bar{B}_p$ ($\bar{B}_e \gg \bar{B}_p$), câmpul Hall $\bar{E}_H$ este eminent potențial (are rotorul nul). În adevăr, atunci:

$$[\nabla \times \bar{E}] = [\nabla \times \bar{E}_s] = -\frac{\partial \bar{B}_e}{\partial t} \quad (4)$$

și din (2) rezultă:

$$[\Delta \times \bar{E}_H] = 0, \quad (5)$$

adică $\bar{E}_H$ se poate exprima prin gradientul unei funcțiuni scalare V_H , numită potențial al câmpului Hall:

$$\bar{E}_H = -\nabla V_H. \quad (6)$$

Pentru a determina și divergența câmpului Hall, se face apel la legea conducției electrice. În ipoteza neglijării câmpului magnetic propriu, ea se scrie [4]:

$$\bar{J} = \sigma \{\bar{E} + R_H [\bar{J} \times \bar{B}_e]\}, \quad (7)$$

unde $\bar{J}$ este densitatea curentului turbionar; σ — conductivitatea mediului semiconductor;

$R_H = 1/nq$ — constanta Hall, n fiind concentrația purtătorilor, iar q sarcina unui purtător.

Aplicînd relației (7) operația „divergență” și ținînd seama de legea circuitului magnetic (pentru corpuri imobile):

$$[\nabla \times \bar{H}] = \bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} = \bar{J} + \varepsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t}, \quad (8)$$

se obține:

$$(\nabla \cdot \bar{J}) = -\varepsilon \frac{\partial}{\partial t} (\nabla \cdot \bar{E}_H) = (\nabla \cdot \sigma \bar{E}_H) + (\nabla \cdot R_H \sigma [\bar{J} \times \bar{B}_e]), \quad (9)$$

deoarece $(\nabla \cdot [\nabla \times \bar{H}]) = 0$, $\nabla \varepsilon = 0$, $(\nabla \cdot \bar{E}_s) = 0$. Ultimul termen devine:

$$(\nabla \cdot R_H \sigma [\bar{J} \times \bar{B}_e]) = R_H \sigma (\nabla \cdot [\bar{J} \times \bar{B}_e])^* + + R_H \sigma (\nabla \cdot [\bar{J} \times \bar{B}_e]) = R_H \sigma (\bar{B}_e \cdot [\nabla \times \bar{J}]), \quad (10)$$

deoarece $\nabla R_H \sigma = 0$ (mediul fiind presupus omogen) și $[\nabla \times \bar{B}_e] = 0$ (câmpul $\bar{B}_e$ fiind uniform).

Rotorul densității $\bar{J}$ se obține tot din legea conducției (7):

$$[\nabla \times \bar{J}] = \sigma \{[\nabla \times \bar{E}] + R_H [\nabla \times [\bar{J} \times \bar{B}_e]]\},$$

unde:

$$\begin{aligned} [\nabla \times [\bar{J} \times \bar{B}_e]] &= [\nabla \times [\bar{J} \times \bar{B}_e]] + \\ &+ [\nabla \times [\bar{J} \times \bar{B}_e]] = (\bar{B}_e \cdot \nabla) \bar{J} - \bar{B}_e (\nabla \cdot \bar{J}) + \\ &+ \bar{J} (\nabla \cdot \bar{B}_e) - (\bar{J} \cdot \nabla) \bar{B}_e = \bar{B}_e \cdot \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} (\nabla \cdot \bar{E}_H). \end{aligned}$$

S-a ținut seama că, datorită grosimii mici a plăcii, câmpul $\bar{J}$ poate fi considerat plan-paralel și, deci, nu variază după direcția $\bar{B}_e$, adică $(\bar{B}_e \cdot \nabla) \bar{J} = 0$, de legea fluxului magnetic: $(\nabla \cdot \bar{B}_e) = 0$ și de faptul că $\bar{B}_e$ este uniform: $(\bar{J} \cdot \nabla) \bar{B}_e = 0$.

Cu (4) rezultă deci:

$$[\nabla \times \bar{J}] = \sigma \left\{ -\frac{\partial \bar{B}_e}{\partial t} + R_H \bar{B}_e \cdot \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} (\nabla \cdot \bar{E}_H) \right\}, \quad (11)$$

iar (9) devine:

$$\begin{aligned} -\varepsilon \frac{\partial}{\partial t} (\nabla \cdot \bar{E}_H) &= \sigma (\nabla \cdot \bar{E}_H) + R_H \sigma^2 \times \\ &\times \left(\bar{B}_e \cdot \left\{ -\frac{\partial \bar{B}_e}{\partial t} + R_H \bar{B}_e \cdot \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} (\nabla \cdot \bar{E}_H) \right\} \right), \end{aligned}$$

sau:

$$\begin{aligned} \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} (\nabla \cdot \bar{E}_H) \{ R_H^2 \sigma^2 B_e^2 + 1 \} + \sigma (\nabla \cdot \bar{E}_H) &= \\ &= R_H \sigma^2 \bar{B}_e \cdot \frac{\partial \bar{B}_e}{\partial t}, \end{aligned}$$

ecuație care, introducînd unghiul Hall θ prin: $\text{tg } \theta = |R_H| \sigma B_e$, adică:

$$1 + R_H^2 \sigma^2 B_e^2 = 1 + \text{tg}^2 \theta = \frac{1}{\cos^2 \theta},$$

devine:

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} (\nabla \cdot \bar{E}_H) + \frac{\sigma}{\varepsilon} \cos^2 \theta (\nabla \cdot \bar{E}_H) &= \\ &= \frac{|R_H| \sigma^2}{\varepsilon} \cos^2 \theta \bar{B}_e \cdot \frac{\partial \bar{B}_e}{\partial t}. \end{aligned} \quad (12)$$

Pentru cazul — uzual — al regimului armonie, considerînd parametrii fizici (ε , σ) invariabili în raport cu timpul și valorile maxime ale

* Săgeata indică faptul că acea mărime se derivează.

cîmpului exterior $B_{em} \leq 10^{-3} T$, soluția ecuației liniare și neomogene (12) se scrie (vezi anexa):

$$(\nabla \cdot \bar{E}_H) = C e^{-\frac{\sigma}{\varepsilon} t} + K \sin(2\omega t - \alpha), \quad (13)$$

unde:

$$K = \frac{\omega(\operatorname{tg} \theta)_m^2}{2|R_H| \sqrt{\sigma^2 + (2\omega\varepsilon)^2}}, \quad (14)$$

$$\alpha = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{2\omega\varepsilon}{\sigma}, \quad (15)$$

$$(\operatorname{tg} \theta)_m = |R_H| \sigma B_{em}, \quad (16)$$

iar C este o constantă de integrare.

Deci, pentru regimul permanent (cînd termenul exponențial devine nul), se obține:

$$(\nabla \cdot \bar{E}_H) = K \sin(2\omega t - \alpha), \quad (17)$$

rezultat care împreună cu (5) arată că intensitatea cîmpului Hall este eminentemente potențială, dar de divergență diferită de zero.

2. Calculul tensiunii Hall pentru traductorul circular

În cazul plăcii semiconductoare circulare, figura 2, cîmpul Hall al curenților turbionari

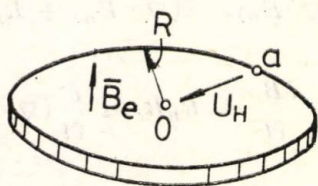


Fig. 2

avînd doar componentă radială, divergența sa, în coordonate cilindrice, se scrie:

$$(\nabla \cdot \bar{E}_H) = \frac{1}{r} \frac{\partial(r E_H)}{\partial r} = K \sin(2\omega t - \alpha).$$

prin integrare se obține:

$$E_H = \frac{r}{2} K \sin(2\omega t - \alpha) + \frac{C'}{r},$$

unde constanta $C' = 0$ (deoarece pentru $r = 0$, $E_H = 0$). Deci,

$$E_H = \frac{r}{2} K \sin(2\omega t - \alpha). \quad (18)$$

Tensiunea Hall produsă de curenții turbionari, între un punct al periferiei și centrul discului, se scrie:

$$U_H = \int_0^R E_H dr = \frac{R^2}{4} K \sin(2\omega t - \alpha). \quad (19)$$

Deci, tensiunea Hall obține tot o variație sinusoidală, cu dublul frecvenței inducției magnetice, ca și în cazul frecvențelor mai reduse [2]. Spre deosebire de acest caz, însă, ea este defazată față de inducție cu un unghi α , determinat de constantele de material ε , σ și de pulsația ω .

3. Particularizări

Rezultatele obținute trebuie să conducă în cazul frecvențelor mai reduse (cînd curentul de deplasare poate fi neglijat) la expresiile cunoscute din literatură pentru traductoare de geometrii particulare.

Cum raportul densităților curenților de deplasare și de conducție este:

$$\frac{J_D}{J} = \frac{\varepsilon}{\sigma} \omega,$$

pentru $J_D \ll J$, adică $\varepsilon/\sigma \ll \omega$, (14) devine:

$$K = \frac{\omega(\operatorname{tg} \theta)_m^2}{2|R_H| \sigma \sqrt{1 + \left(2\omega \frac{\varepsilon}{\sigma}\right)^2}} \cong \frac{\omega|R_H| \sigma B_{em}^2}{2} = \frac{\omega \mu B_{em}^2}{2}, \quad (20)$$

unde $\mu = |R_H| \sigma$ este mobilitatea.

În aceleași condiții, defazajul (15) devine practic nul: $\alpha \cong 0$.

Cu acestea, tensiunea (19) se scrie:

$$U_H = \frac{R^2}{8} \omega \mu B_{em}^2 \sin 2\omega t, \quad (21)$$

identică cu cea dedusă în [2] pentru acest caz.

4. Concluzii

Ca și în cazul regimului evasistationar, cîmpul Hall al curenților induși într-o placă semiconductoare de un cîmp magnetic de foarte înaltă frecvență, este un cîmp eminentemente potențial dar de divergență nenulă.

În regim armonic permanent intensitatea cîmpului și tensiunea Hall variază cu dublul pulsației cîmpului, fiind defazate față de acesta din urmă cu un unghi α care depinde de proprietățile de material și de frecvență.

ANEXA

Ecuația (12) fiind de forma:

$$\frac{dy}{dt} + Py = Q,$$

unde :

$$y = (\nabla \cdot \bar{E}_H),$$

$$P = P(t) = \frac{\sigma}{\varepsilon} \cos^2 \theta,$$

$$Q = Q(t) = \frac{|R_H| \sigma^2}{\varepsilon} \cos^2 \theta \bar{B}_e \cdot \frac{\partial \bar{B}_e}{\partial t},$$

soluția ecuației este :

$$y = e^{-\int P dt} \left(C + \int Q e^{\int P dt} dt \right), \quad (22)$$

unde C este o constantă de integrare.

Calculul explicit al soluției (deci al divergenței cimpului Hall) necesită cunoașterea legii de variație a inducției B_e în raport cu timpul. Pentru cazul uzual al variației armonice : $B_e(t) = B_{em} \sin \omega t$. Atunci :

$$\frac{\partial B_e}{\partial t} = B_{em} \omega \cos \omega t,$$

$$\bar{B}_e \cdot \frac{\partial \bar{B}_e}{\partial t} = B_{em}^2 \omega \sin \omega t \cos \omega t = \frac{1}{2} B_{em}^2 \omega \sin 2\omega t,$$

$$\operatorname{tg} \theta = |R_H| \sigma B_{em} \sin \omega t = (\operatorname{tg} \theta)_m \sin \omega t;$$

$$(\operatorname{tg} \theta)_m = |R_H| \sigma B_{em},$$

$$\cos^2 \theta = \frac{1}{1 + \operatorname{tg}^2 \theta} = \frac{1}{1 + (\operatorname{tg} \theta)_m^2 \sin^2 \omega t}$$

și deci :

$$P = \frac{\sigma}{\varepsilon} \frac{1}{1 + (\operatorname{tg} \theta)_m^2 \sin^2 \omega t}, \quad (23)$$

$$Q = \frac{|R_H| \sigma^2}{\varepsilon} \cdot \frac{1}{1 + (\operatorname{tg} \theta)_m^2 \sin^2 \omega t} \cdot \frac{1}{2} B_{em}^2 \omega \sin 2\omega t =$$

$$= \frac{\omega (\operatorname{tg} \theta)_m^2}{2 \varepsilon |R_H|} \cdot \frac{\sin 2\omega t}{1 + (\operatorname{tg} \theta)_m^2 \sin^2 \omega t}. \quad (24)$$

Considerind parametrii fizici (ε , σ) invariabili în raport cu timpul :

$$\int P dt = \frac{\sigma}{\varepsilon} \int \frac{dt}{1 + (\operatorname{tg} \theta)_m^2 \sin^2 \omega t}. \quad (25)$$

Se știe că [5] :

$$\int \frac{dx}{a + b \cos^2 x + c \sin^2 x} =$$

$$= \frac{\operatorname{sgn}(a+b)}{\sqrt{(a+b)(a+c)}} \operatorname{arc} \operatorname{tg} \left(\sqrt{\frac{a+c}{a+b}} \operatorname{tg} x \right),$$

$$(a+b)(a+c) > 0.$$

Identificind pentru cazul nostru : $x = \omega t$, $a = 1$, $b = 0$, $c = (\operatorname{tg} \theta)_m^2 (a+b)(a+c) = 1 + (\operatorname{tg} \theta)_m^2 > 0$, (25) devine :

$$\int P dt = \frac{\sigma}{\varepsilon} \int \frac{d(\omega t)}{1 + (\operatorname{tg} \theta)_m^2 \sin^2 \omega t} =$$

$$= \frac{\sigma}{\omega \varepsilon} \frac{1}{\sqrt{1 + (\operatorname{tg} \theta)_m^2}} \operatorname{arc} \operatorname{tg} (\sqrt{1 + (\operatorname{tg} \theta)_m^2} \operatorname{tg} \omega t). \quad (26)$$

Atunci :

$$\int Q e^{\int P dt} dt = \frac{\omega (\operatorname{tg} \theta)_m^2}{2 \varepsilon |R_H|} \int \frac{\sin 2\omega t}{1 + (\operatorname{tg} \theta)_m^2 \sin^2 \omega t} \cdot$$

$$\cdot e^{\frac{\sigma}{\omega \varepsilon} \frac{1}{\sqrt{1 + (\operatorname{tg} \theta)_m^2}} \operatorname{arc} \operatorname{tg} (\sqrt{1 + (\operatorname{tg} \theta)_m^2} \operatorname{tg} \omega t)} dt.$$

Pentru calculul ultimei integrale sînt utile unele considerații asupra ordinului de mărime al unor factori ce intervin. Dintre materialele semiconductoare folosite uzual la realizarea dispozitivelor tehnice, cea mai ridicată valoare a mobilității $\mu = |R_H| \sigma$ o prezintă aliajele intermetalice, iar dintre acestea antimonura de indium (InSb) [1] : $\mu = 7,5 \text{ m}^2/\text{Vs}$. Admițind ca valoare maximă a inducției cimpului magnetic exterior $B_{em} = 10^{-3} \text{ T}$ (o valoare ridicată pentru frecvențe foarte înalte), rezultă :

$$1 + (\operatorname{tg} \theta)_m^2 = 1 + 0,0075 \cong 1. \quad (27)$$

Atunci (26) devine :

$$\int P dt \cong \frac{\sigma}{\omega \varepsilon} \cdot \omega t = \frac{\sigma}{\varepsilon} t, \quad (28)$$

iar :

$$\int Q e^{\int P dt} dt \cong \frac{\omega (\operatorname{tg} \theta)_m^2}{2 \varepsilon |R_H|} \int \sin 2\omega t e^{\frac{\sigma}{\varepsilon} t} dt. \quad (29)$$

Din [5] :

$$\int \sin bx e^{ax} dx = \frac{e^{ax}(a \sin bx - b \cos bx)}{a^2 + b^2},$$

sau, identificind :

$$a = \frac{\sigma}{\varepsilon}, b = 2\omega, x = t, dx = dt,$$

integrala din (29) devine :

$$\int \sin 2\omega t e^{\frac{\sigma}{\varepsilon} t} dt =$$

$$= \frac{e^{\frac{\sigma}{\varepsilon} t}}{\left(\frac{\sigma}{\varepsilon}\right)^2 + (2\omega)^2} \left(\frac{\sigma}{\varepsilon} \sin 2\omega t - 2\omega \cos 2\omega t \right).$$

Sau, cu $\operatorname{tg} \alpha = 2\omega\varepsilon/\sigma$, adică :

$$\alpha = \operatorname{arctg} \frac{2\omega\varepsilon}{\sigma}, \quad (30)$$

$$\begin{aligned} \int \sin 2\omega t e^{\frac{\sigma}{\varepsilon}t} dt &= \frac{\varepsilon \sigma e^{\frac{\sigma}{\varepsilon}t}}{\sigma^2 + (2\omega\varepsilon)^2} \frac{\sin(2\omega t - \alpha)}{\cos \alpha} = \\ &= \frac{\varepsilon e^{\frac{\sigma}{\varepsilon}t}}{\sqrt{\sigma^2 + (2\omega\varepsilon)^2}} \sin(2\omega t - \alpha), \end{aligned}$$

unde s-a folosit și :

$$\cos \alpha = \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha}} = \frac{\sigma}{\sqrt{\sigma^2 + (2\omega\varepsilon)^2}}.$$

Cu acestea, soluția (22) devine :

$$y = (\nabla \cdot \bar{E}_H) = e^{-\frac{\sigma}{\varepsilon}t} \left[C + \frac{\omega(tg\theta)_m^2}{2|R_H|} \times \right.$$

$$\left. \times \frac{e^{\frac{\sigma}{\varepsilon}t}}{\sqrt{\sigma^2 + (2\omega\varepsilon)^2}} \sin(2\omega t - \alpha) \right],$$

adică (13).

Bibliografie

- [1] Șora, C. Introducere în studiul generatorului Hall. București, Editura Academiei R.S.R., 1969.
- [2] De Sabata, I. și Daba, D. Cimpul Hall al curenților turbionari din plăci semiconductoare plasate transversal în cimp magnetic omogen și variabil în timp. În : Electrotehnica 17, nr. 4, 1969, p. 125–130.
- [3] De Sabata, I. Cimpul electric din traductoare Hall plasate în cimpuri magnetice variabile. În : Electrotehnica 15, nr. 1, 1967, p. 33–40.
- [4] Godefroy, L., Tavernier, J. Effets magnétoélectriques et thermoélectriques dans les semi-conducteurs. În : Journal de Physique, tome 21, avril 1960, p. 249–252.
- [5] Rijik, I. M. și Gradstein, I. S. Tabele de integrale, sume, serii și produse. București, Editura tehnică, 1955.

CZ 621.314.5

INTERFAȚĂ TTL — MOS
CONVERTOARE D/A

Interfață programabilă TTL—MOS*

DENISA ȘTEFAN ** — BUCUREȘTI

Lucrarea de față are ca scop realizarea unei interfețe programabile, ce convertește un semnal TTL într-un semnal de amplitudine mare, pentru a comanda sarcini preponderent capacitive, ca în cazul dispozitivelor de tip MOS. Astfel, se asigură compatibilitatea unui generator de impulsuri sau de cuvinte, cu ieșire TTL, cu dispozitivele de tip MOS, CCD. Această interfață constituie o componentă principală a unui sistem de testare a dispozitivelor.

Interfața propusă spre realizare asigură la ieșire un semnal de amplitudine variabilă : $A = 1V \div 30V$, poziționat oriunde în intervalul $\pm 30V$. Cele două nivele ale semnalului de ieșire sint variabile independent, fiind programate numeric prin intermediul unor surse programabile.

Schema-bloc a sistemului de comandă a interfețelor este cea din figura 1.

Sursele programabile constituie un bloc independent ce furnizează tensiunile de referință V_H și V_L ale semnalului de la ieșirea interfețelor. Valorile de tensiune V_H , V_L sint programate numeric prin intermediul unor conver-

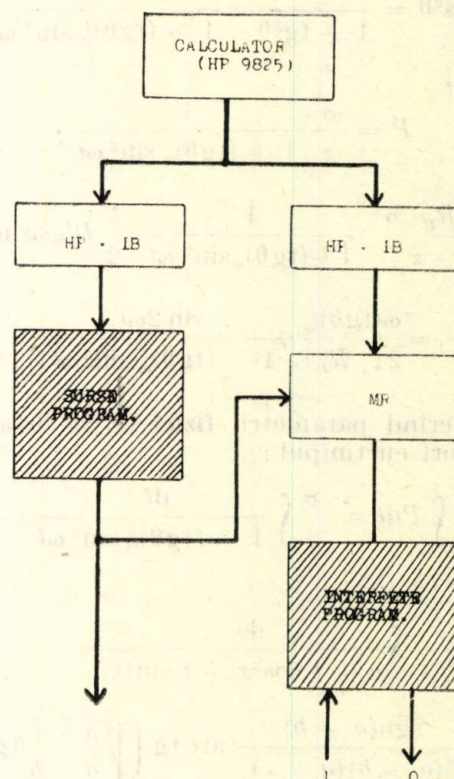


Fig. 1. Sistem de comandă a interfețelor programabile (schema-bloc).

* Lucrare prezentată la CAS/ICCE, 1979.

** Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

toare D/A de 8 biți. Sînt disponibile patru surse programabile V_{H1} , V_{H2} , V_{L1} , V_{L2} de $\pm 30V$.

Conectarea surselor corespunzătoare pentru comanda interfețelor se face prin intermediul unei matrice de rele MR .

Sistemul este comandat de calculator (HP 9825) prin intermediul interfeței $HP - IB$.

Contribuția originală a acestei lucrări constă în modul de realizare a convertoarelor D/A pentru comanda surselor programabile, cît și a driver-ului propriu-zis. De aceea lucrarea va cuprinde două capitole: 1. Interfața $TTL - MOS$; 2. Convertoarele D/A .

1. Interfața $TTL - MOS$ (Driver)

Problemele esențiale ridicate de realizarea unor astfel de interfețe sînt cele legate de puterea disipată, tensiunea de străpungere și timpii de comutare. De asemenea, se urmărește obținerea unor timpi de întârziere cît mai mici și egali pentru cele două tranziții și liniaritatea comenzii amplitudinii de ieșire, [1]. Deoarece aceste interfețe sînt utilizate și la testarea pe plachetă a dispozitivelor, este necesară protecția la scurtcircuiturile care apar pe structurile defecte.

Schema concretă a interfeței este impusă de tipul de sarcină pe care lucrează. Sînt posibile două situații: a — generarea semnalului prin intermediul unui cablu către dispozitivul testat; b — generarea semnalului direct pe dispozitivul testat.

Prima situație presupune realizarea unei impedanțe de ieșire fixă (50Ω , 75Ω) pentru adaptarea cablului. Cea de-a doua situația impune o impedanță de ieșire cît mai mică. În primul caz este esențială transmiterea corectă la distanță a formei impulsului, iar în cel de-al doilea caz se urmărește un transfer maxim al semnalului pe dispozitivul testat. Din aceste motive au fost studiate două tipuri de scheme:

a. Schema din figura 2 permite obținerea unei impedanțe de ieșire fixă, fiind optimă pentru transferarea semnalului la DUT prin intermediul unui cablu.

Principiul de realizare al schemei se bazează pe sumarea unor curenți prin intermediul unei rezistențe de valoare mică (50Ω , 75Ω). Tensiunea de ieșire este dată de relația:

$$V_o = R_s(I_1 + I_2 - I_3).$$

Curentul I_1 este furnizat de un generator de curent comandat în tensiune (V_1), care comută sub influența impulsului de intrare, generînd pe rezistența R_s , amplitudinea variabilă a semnalului:

$$A = R_s I_1.$$

Generatoarele realizate cu tranzistoarele T_2 , T_3 , debitează în permanență pe sarcină, realizînd tensiunea de offset:

$$V_{offset} = R_s(I_2 - I_3).$$

Pentru reglarea tensiunii de offset în intervalul $\pm V$, curentul I_2 este reglabil, comandat de V_2 .

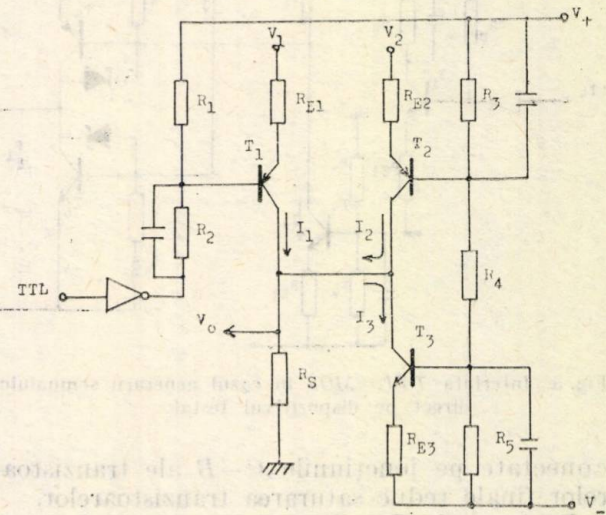


Fig. 2. Interfața $TTL - MOS$ în cazul transmiterii semnalului la distanță, către dispozitivul testat.

Pentru parametrii impuși schemei sînt necesare tranzistoare cu $U_{CEO} > 65V$. Limitarea esențială ce apare este legată de puterea disipată maximă pe tranzistorul T_1 care comută. Deoarece comutarea se face în regiunea activă normală, randamentul montajului este scăzut pentru amplitudini mari de ieșire.

Schema a fost realizată practic, iar rezultatele măsurărilor au arătat eficiența schemei, pentru amplitudini ale semnalului mai mici de $10V$, în domeniul $\pm 10V$.

b. Dacă se renunță la transmiterea la distanță a semnalului, se poate adopta schema din figura 3, care oferă avantajul principal al reducerii puterii disipate.

Ieșirea interfeței este formată dintr-un comutator în contratimp. Comutarea la nivele diferite a etajului final s-a realizat prin generarea tensiunii de comandă a acestuia pe rezistențele R , conectate în paralel pe joncțiunile $B - E$ ale tranzistoarelor, prin intermediul unor generatoare de curent.

Condiția de proiectare a generatoarelor de curent este ca:

$$I_3 = I_4 < I_2.$$

A fost necesară introducerea comutatorului T_1 , deoarece nu există circuite integrate open collector, care funcționează la tensiuni de ieșire mai mari de $30V$.

Pentru accelerarea comutării tranzistoarelor T_5 , T_6 s-au utilizat inductanțele $L = 15 \mu\text{H}$ în serie cu rezistențele R . Diodele Schottky

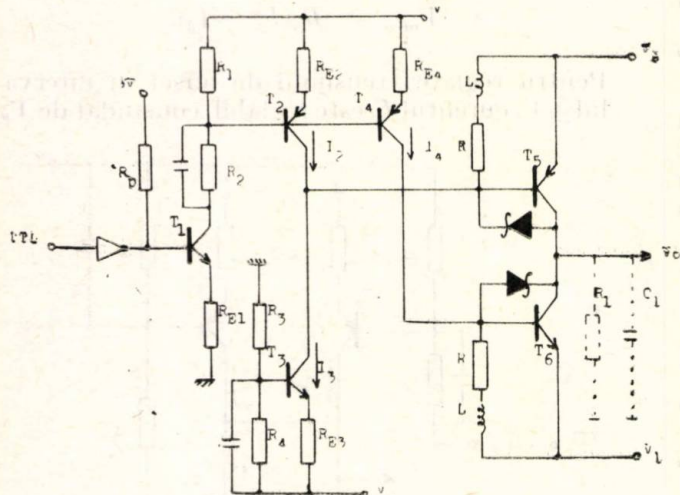


Fig. 3. Interfața TTL-MOS în cazul generării semnalului direct pe dispozitivul testat.

conectate pe joncțiunile $C-B$ ale tranzistoarelor finale reduc saturarea tranzistoarelor.

Rezistențele R realizează și protecția la străpungerea joncțiunii $B-E$ a tranzistoarelor de ieșire, la varierea nivelelor V_H , V_L .

Protecția ieșirii la scurtcircuit se realizează prin limitarea curentului dat de sursele programabile V_H și V_L .

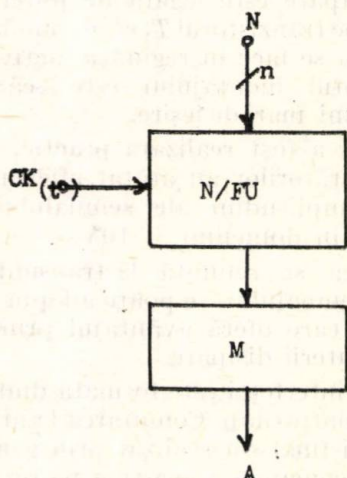


Fig. 4. Convertor D/A (schema-bloc).

Parametrii schemei realizate sînt :

- amplitudinea semnalului de ieșire : $A = 1\text{ V} \div 30\text{ V}$;
- nivelul superior al semnalului la ieșire : $V_H = +30\text{ V} \div -29\text{ V}$;
- nivelul inferior al semnalului la ieșire : $V_L = -30\text{ V} \div +29\text{ V}$;
- timpii de comutație : 1 ns/V pentru $C_L = 100\text{ pF}$;
- 2 ns/V pentru $C_L = 500\text{ pF}$.

2. Convertoarele D/A

Structura convertoarelor D/A este arătată în schema-bloc din figura 4, unde :

— N/FU este un convertor număr/factor de umplere,

— M — un circuit de mediere a semnalului de la ieșirea convertorului N/FU .

Semnalul de ieșire analogic A este proporțional cu factorul de umplere mediu al succesiunii de impulsuri de la ieșirea convertorului N/FU , deci cu numărul N .

CK este intrarea impulsurilor de tact, de perioadă t , necesare realizării conversiei.

Convertorul N/FU se poate realiza în mai multe variante, arătate în figura 5.

În figura 5a, N este un numărător binar de 8 biți ce numără impulsurile aplicate la intrarea CK ; PE un priority encoder, care furnizează la ieșire codul complementar al celei mai semnificative intrări active la un moment dat ; MUX — un multiplexor cu 8 căi ; D — bistabil pentru sincronizarea ieșirii [2], [3].

Avantajul schemei constă într-o extensie ușoară a numărului de convertoare ce se pot realiza : pentru fiecare convertor în plus se adaugă un singur multiplexor.

Dezavantajele constau în următoarele : nu se poate extinde ușor numărul de biți n , ce controlează numeric convertorul ; secvenșia de impulsuri la ieșire este regulată.

În figura 5b, numărătorul N a fost înlocuit cu un generator de succesiuni pseudoaleatoare de impulsuri GIPA. Astfel, succesiunea de impulsuri de la ieșire nu mai este regulată.

În figura 5c, starea numărătorului N , sau a generatorului de succesiuni pseudoaleatoare GIPA este comparată cu numărul N printr-un sumator Σ sau comparator C , obținându-se la ieșire (CR sau $A > B$) o succesiune de impulsuri cu factorul de umplere mediu proporțional cu N . În acest caz extinderea numărului de convertoare este mai greoaie.

În schemele cu numărător N (5a, 5c), ieșirile numărătorului se pot conecta invers sau la întimplare, rezultînd la ieșire și în aceste cazuri o succesiune pseudoaleatoare de impulsuri.

Medierea succesiunii de impulsuri de la ieșirea convertorului N/FU pentru obținerea unei tensiuni continue, se face cu atît mai ușor cu cît succesiunea de impulsuri este mai neregulată.

Pentru a arăta superioritatea succesiunii pseudoaleatoare de impulsuri față de una regulată, s-a făcut un calcul numeric al armonicilor semnalului de la ieșirea convertorului N/FU , în cazul celor două tipuri de succesiuni.

Conform dezvoltării în serie Fourier (forma trigonometrică) a semnalelor periodice [4], semnalul $s(t)$ de perioadă T este dat de relația :

$$s(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(K\Omega t + \varphi_k) ; \Omega = \frac{2\pi}{T} \quad (1)$$

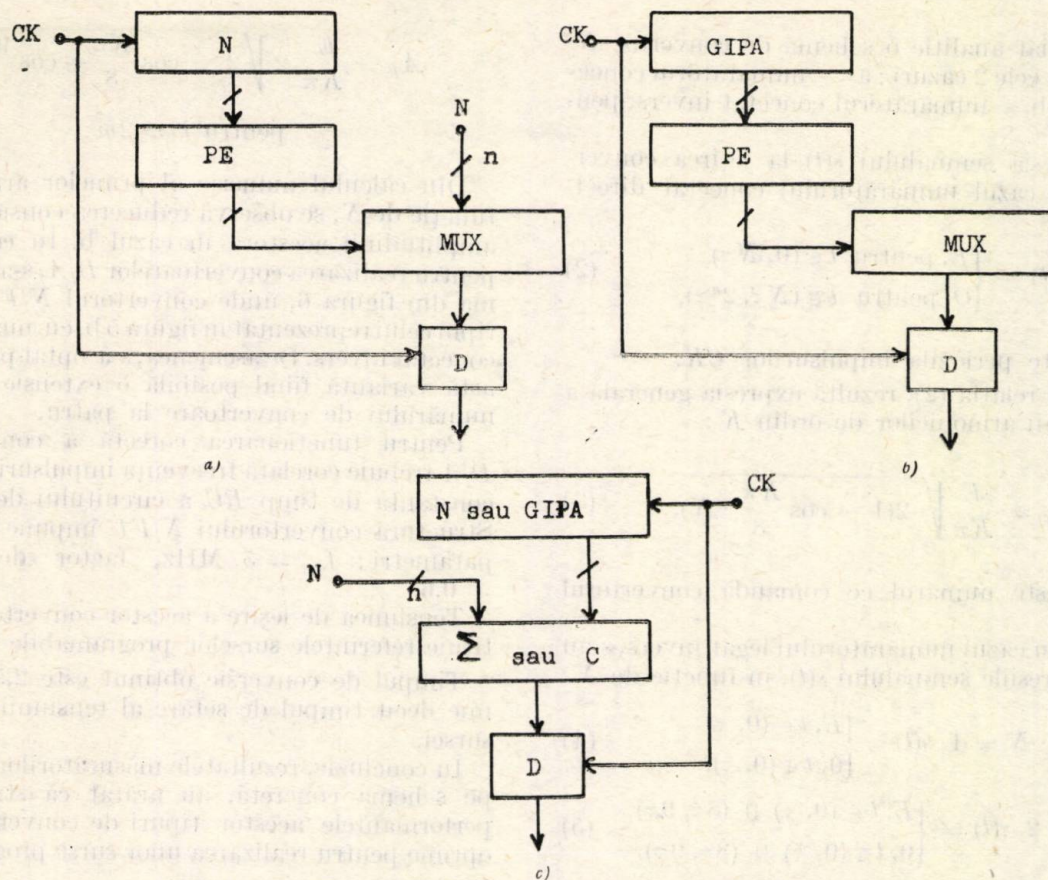


Fig. 5. Conversor număr/factor de umplere (varianțe de realizare).

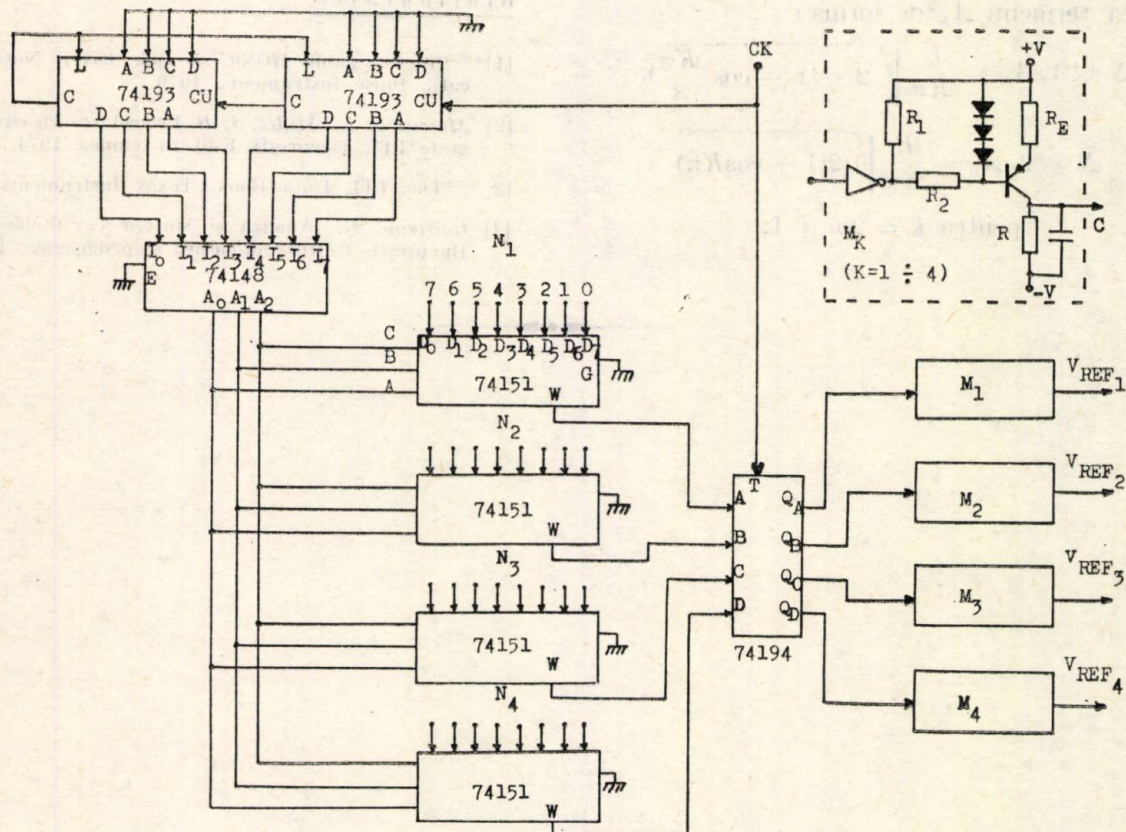


Fig. 6. Conversoarele D/A pentru comanda surselor programabile.

S-a studiat analitic o schemă de convertor N/FU (5c) în cele 2 cazuri : a — numărătorul conectat direct, b — numărătorul conectat invers, pentru $n = 4$.

a. Expresia semnalului $s(t)$ la ieșirea convertorului, în cazul numărătorului conectat direct este :

$$s(t) = \begin{cases} E, & \text{pentru } t \in (0, N\tau) \\ 0, & \text{pentru } t \in (N\tau, 2^n\tau), \end{cases} \quad (2)$$

unde : τ este perioada impulsurilor CK .

Folosind relația (2), rezultă expresia generală a amplitudinii armonice de ordin K :

$$A_K = \frac{E}{K\pi} \sqrt{2(1 - \cos \frac{K\pi}{8} \cdot N)}, \quad (3)$$

unde N este numărul ce comandă convertorul N/FU .

b. Pentru cazul numărătorului legat invers, s-au dedus expresiile semnalului $s(t)$, în funcție de N :

$$N = 1, s(t) = \begin{cases} E, & t \in (0, \tau) \\ 0, & t \in (0, \tau), \end{cases} \quad (4)$$

$$N = 2, s(t) = \begin{cases} E, & t \in (0, \tau) \cup (8\tau, 9\tau) \\ 0, & t \in (0, \tau) \cup (8\tau, 9\tau). \end{cases} \quad (5)$$

⋮

Rezultă termenii A_K de forma :

$$N = 1, A_K = \frac{E}{K\pi} \sqrt{2(1 - \cos \frac{K\pi}{8})},$$

$$N = 2, A_K = \frac{E}{K\pi} \sqrt{2(1 + \cos K\pi)}$$

pentru $k = 2m + 1$,

$$A_K = \frac{E}{K\pi} \cdot 2 \sqrt{2 - \cos \frac{K\pi}{8} - \cos \frac{9K\pi}{8}}$$

⋮

pentru $k = 2m$

Din calculul numeric al primelor armonici în funcție de N , se observă reducerea considerabilă a amplitudinii acestora în cazul b. În consecință, pentru realizarea convertoarelor D/A , s-a ales schema din figura 6, unde convertorul N/FU este de tipul celui reprezentat în figura 5 b, cu numărătorul conectat invers. De asemenea, s-a optat pentru această variantă fiind posibilă o extensie ușoară a numărului de convertoare la patru.

Pentru funcționarea corectă a convertorului D/A trebuie corelată frecvența impulsurilor CK cu constanta de timp RC a circuitului de mediere. Structura convertorului N/FU impune următorii parametri : $f_{CK} = 5$ MHz, factor de umplere = 0,6.

Tensiunea de ieșire a acestor convertoare constituie referințele surselor programabile (V_H , V_L).

Timpul de conversie obținut este 2,5 ms, mai mic decât timpul de setare al tensiunii la ieșirea sursei.

În concluzie, rezultatele măsurărilor efectuate pe schema concretă, au arătat că structura și performanțele acestor tipuri de convertoare sînt optime pentru realizarea unor surse programabile.

Bibliografie

- [1] ***Programmable MOS/CCD clock driver. Notă de aplicații, Pulse Instruments, 1979.
- [2] Morris, R. L., Müller, J. R. Proiectarea cu circuite integrate TTL, București, Editura tehnică, 1974.
- [3] ***The TTL Data Book, Texas Instruments.
- [4] Cartianu, G. Analiza și sinteza circuitelor electrice, București, Editura didactică și pedagogică, 1972.

Electronica de caracterizare după rezistență paralel în HF ($f=200$ MHz) a diodelor varicap, compatibilă cu testarea finală în regim automat*

MARCU BUȘE, NIȚĂ CODREANU, OVIDIU POPESCU ** — BUCUREȘTI

Introducere

Capacitatea unei joncțiuni polarizate invers a fost observată pentru prima oară de către Schottky în 1929.

Tehnologia modernă a permis realizarea unor joncțiuni cu o bună reproductibilitate a caracteristicilor de capacitate funcție de tensiunea de polarizare inversă.

Se consideră un profil de impurități hiperabrupt [2], care poate fi obținut printr-o combinație de difuzie cu aliere, printr-o creștere epitaxială programată sau, mai recent, prin implantare ionică; dacă zona p a joncțiunii este puternic dopată și în zona n densitatea netă de impurități depinde de x (distanța de joncțiune), astfel că :

$$N = N_d - N_a = Bx^m, \quad (1)$$

atunci asociat capacității joncțiunii, apare și o rezistență serie. Presupunind o structură unidimensională și neglijând rezistența regiunii p , rezistența este dată de :

$$r_s = \int_w^l \frac{\rho}{A} dx = \int_w^l \frac{dx}{A \cdot \rho \cdot \mu_n \cdot B \cdot x^m} = \frac{1}{A \cdot \rho \cdot \mu_n \cdot B} \times \\ \times \frac{1}{1-m} (l^{1-m} - w^{1-m}), \quad (2)$$

unde :

l — este lungimea totală a zonei n ,
 w — lățimea zonei de barieră,
 μ_n — mobilitatea electronilor (considerată aproximativ constantă). Ținând cont că :

$$C = \frac{dQ}{dU_R} = A \left[\frac{q \cdot B \cdot \varepsilon^{m+1}}{(m+2)(U_R + U_D)} \right]^{m+2}. \quad (3)$$

unde :

A — este suprafața joncțiunii;
 $\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$ — permitivitatea absolută a materialului semiconductor;
 U_R și U_D — tensiunea de polarizare inversă, respectiv tensiunea în direct, rezultă un raport de mare capacitate pen-

tru $|m|$ mare. Deoarece $1 - m > 1$ în toate structurile hiperabrupte, creșterea raportului de capacitate, tensiunea inversă și r_s sînt în contradicție.

Datorită rolului său în majoritatea aplicațiilor diodelor varicap, atât fabricantul, cit și utilizatorul sînt interesați în măsurarea rezistenței serie și plasarea ei sub anumite limite maxime admise.

Lucrarea se referă la principiul de măsurare a rezistenței serie și la instrumentația necesară încadrării măsurătorii într-un sistem automat de testare comparativă.

1. Principiul de măsurare

Principiul prezentat permite încadrarea comparativă a valorii rezistenței r_s a diodei de testat în limite precise, corespunzătoare unor diode-etalon, rigurose selecționate.

Dioda de măsurat, introdusă într-un circuit acordat, face ca factorul de calitate al circuitului rezultat să se modifice invers proporțional cu valoarea lui r_s .

Deoarece frecvența de măsură este destul de mare ($f=200$ MHz), iar circuitele cu constante concentrate au pierderi mari prin efect pelicular și prin radiație, se utilizează ca circuit oscilant o cavitate rezonantă cilindrică, caracterizată prin frecvența proprie de rezonanță f_0 , impedanța de rezonanță R_1 și factorul de calitate Q [5].

Circuitul echivalent al cavității corespunde schemei din figura 1 a, pentru o atenuare mică, sau schemei din figura 1 b pentru o atenuare mare.

$$\text{Acordul pe frecvența de rezonanță } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

se realizează, modificînd capacitatea diodei prin modificarea tensiunii de polarizare inversă.

Se consideră circuitul echivalent al diodei de măsurat format din rezistența serie, r_s , și capacitatea totală, C_{tot} . În acest caz r_s corespunde rezistenței R_p din figura 1 b.

În timp ce $r_s(R_p)$ introduce o atenuare reflectată în scăderea factorului de calitate (Q) al circuitului acordat, capacitatea C_{tot} introduce o deplasare a frecvenței de rezonanță.

Astfel :

$$Q = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{tot} \cdot r_s}. \quad (4)$$

* Lucrare prezentată la CAS/CCSITS 1979.

** Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică ptr. semicond. — București.

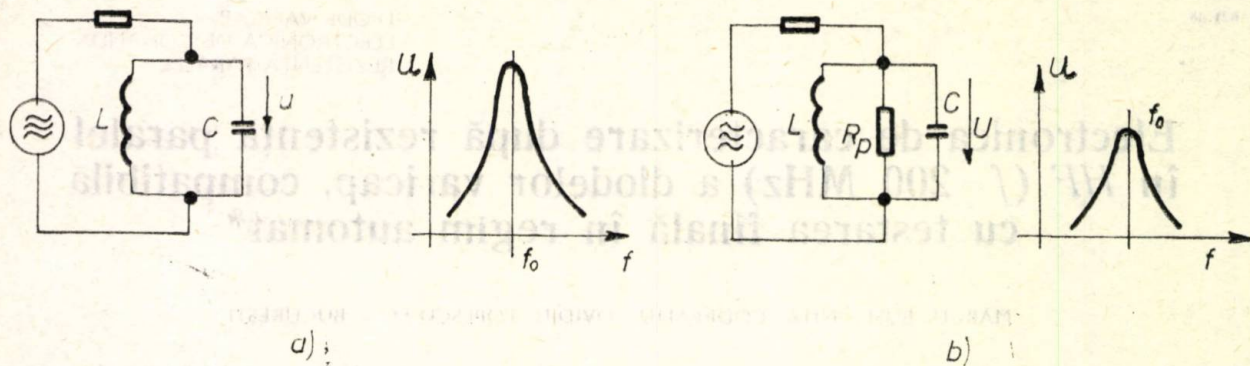


Fig. 1

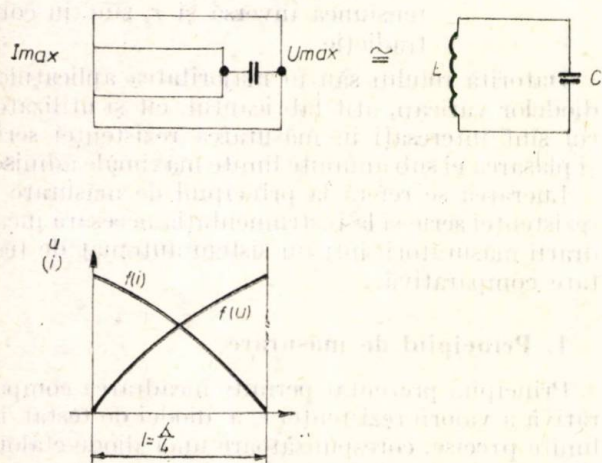


Fig. 2

Dimensiunile cavității rezonante se determină astfel încât în prezența diodei de testat să se comporte ca un rezonator în $\lambda/4$, așa cum se observă în figura 2 [5, 7].

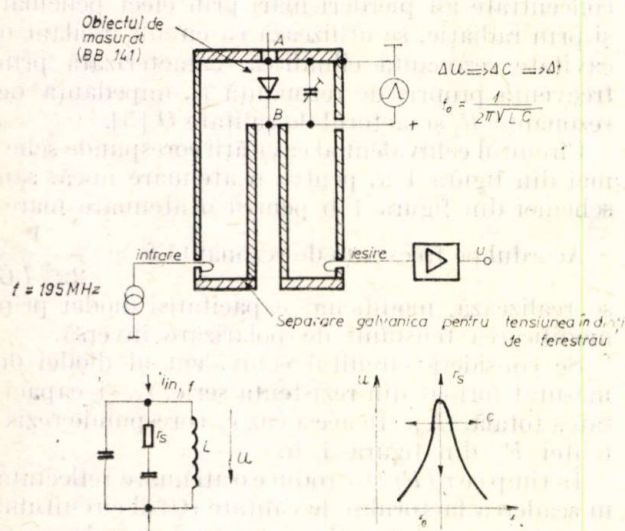


Fig. 3

Pentru efectuarea măsurătorii dioda de măsurat se introduce în cavitatea rezonantă, așa cum este reprezentat în figura 3.

Curentul dat de generatorul de semnal este injectat în cavitate prin cuplaj inductiv la o frecvență fixă f .

În absența obiectului de măsurat, frecvența de rezonanță a cavității are o valoare fixă, care depinde numai de propriile sale elemente de circuit echivalent.

Prin introducerea în cavitatea rezonantă a diodei de măsurat și polarizarea sa inversă cu o tensiune linear variabilă, frecvența de rezonanță a cavității se va modifica corespunzător modificării capacității diodei.

Pe bucla de ieșire, cuplată de asemenea inductiv se obține un semnal maximal cind frecvența generatorului f și frecvența de rezonanță a cavității f_0 , sînt egale: $f = f_0$.

Notă

Deoarece pe o punte de măsură indicația citită este, de obicei, admitanța $1/R_p$, se va vorbi în aceste condiții despre măsurătoarea de R_p . Dar, R_p nu este pur și simplu rezistența în polarizare inversă a diodei, ci practic, pe baza principiului de măsură prezentat, R_s rezultă ca o valoare fictivă corespunzătoare rezistenței r_s a diodei, prin transformarea schemei echivalente serie în schemă echivalentă paralel.

$$\text{Adică: } Y_s = Y_p. \quad (5)$$

Sau:

$$\frac{1}{r_s - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_{\text{tot}}}} = \frac{1}{R_p} + j\omega \cdot C.$$

Rezultă:

$$R_p = r_s + \frac{1}{r_s (\omega \cdot C_{\text{tot}})^2}.$$

Deoarece $r_s \ll R_p$ se poate scrie că:

$$R_p = \frac{1}{r_s (\omega \cdot C_{\text{tot}})^2}. \quad (6)$$

Din (5), rezultă, de asemenea, egalitatea :

$$\frac{1}{\omega \cdot C_{\text{tot}}} = r_s^2 \cdot \omega \cdot C + \frac{\omega \cdot C}{(\omega \cdot C_{\text{tot}})^2} =$$

$$= \left(r_s^2 + \frac{1}{\omega \cdot C_{\text{tot}}} \right) \omega C$$

Deoarece $r_s^2 \ll \frac{1}{\omega \cdot C_{\text{tot}}}$,

rezultă : $C = C_{\text{tot}}$. (7)

Nivelul semnalului cules pe bucla de ieșire este invers proporțional cu atenuarea introdusă de r_s . Pe această bază semnalul de ieșire amplificat și detectat este comparat cu anumite nivele de tensiune necontinuuă, corespunzătoare atenuării introduse de niște diode etalon bine determinate. Poziționarea valorii corespunzătoare diodei măsurate față de aceste limite corespunde clasării după r_s a diodei respective.

2.1. Circuitele de HF

În figura 4 este prezentată schema-bloc a circuitelor de HF, care cuprinde : generatorul de semnal, rezonatorul, blocul etalon, comutatoarele de HF, tunerul, amplificatorul de frecvență intermediară. De asemenea mai sînt prezentate și secvențele de măsură cu și fără rezonanță, precum și tensiunea liniar variabilă de vobulare.

a. Generatorul de semnal furnizează la ieșire un semnal de frecvență prestabilită, în regim de curent constant, care este aplicat alternativ pe blocul-etalon și pe bucla de inducție a rezonatorului. Curentul fiind constant blocul de etalonare furnizează un nivel constant spre tuner și A.F.I., care servește la calibrarea amplificării acestora.

b. Tunerul și A.F.I.

În figura 5 este prezentată schema de principiu a mixerului. Frecvența intermediară este :

$$fi = f_s - f_0 = 35 \text{ MHz}. \quad (8)$$

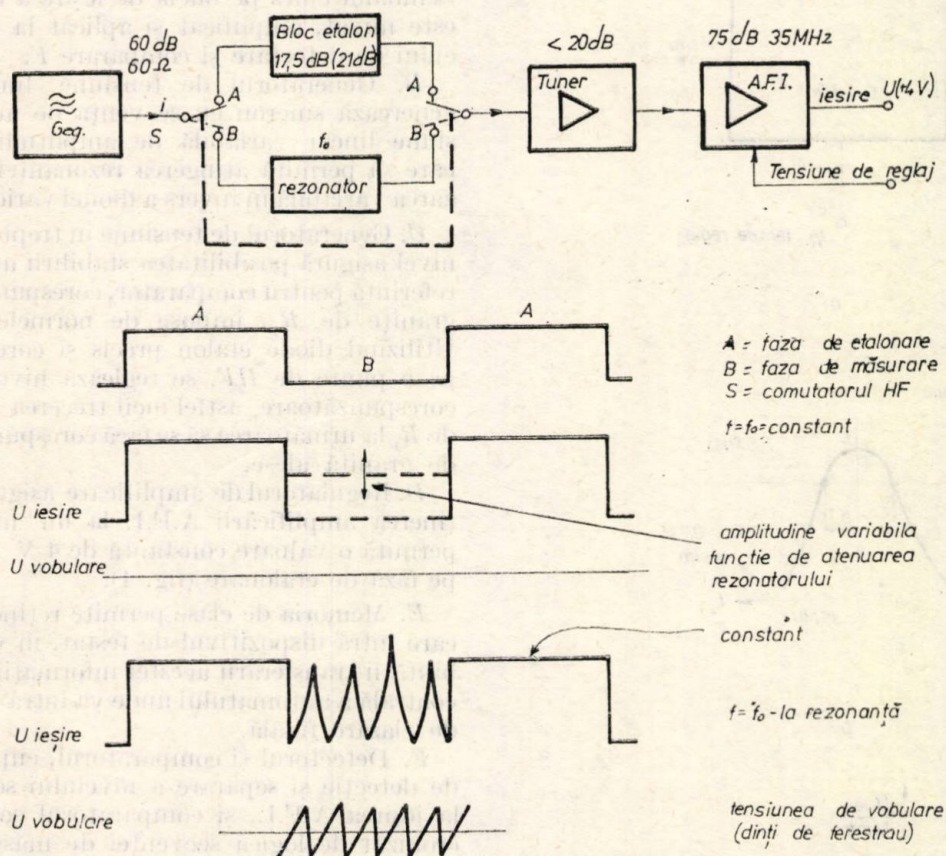


Fig. 4

2. Electronica de măsurare, comandă și prelucrare a datelor

este formată din două blocuri distincte ca structură și rol funcțional și anume :

- circuite de HF de la intrarea și ieșirea cavității rezonante ;
- electronica de comandă și prelucrare a datelor.

Atît tunerul, cît și A.F.I. trebuie să lucreze în regiunea liniară a caracteristicii de amplificare pentru a asigura o precizie corespunzătoare. Pentru un nivel de semnal la intrare de circa 1 mV și un nivel la ieșire de 4 V se impune o amplificare de 72 dB, care este reglată cu ajutorul tensiunii de reglaj (fig. 6 a).

Lățimea de bandă a A.F.I. se stabilește prin reglajul acordului pentru fiecare etaj astfel încât să se obțină un palier plat cu o lățime de bandă de circa 5MHz. Astfel, primul etaj se cen-

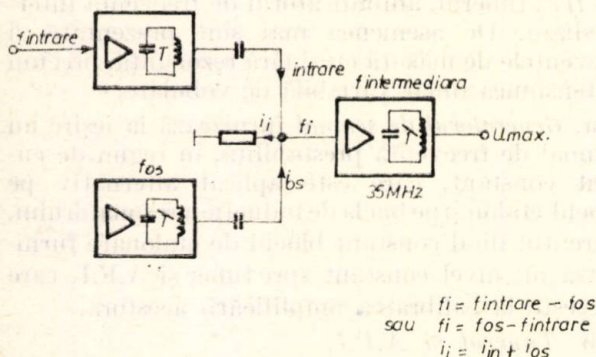
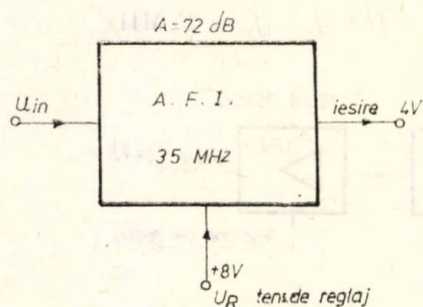
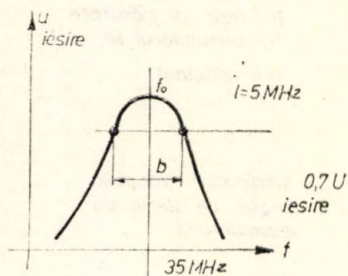


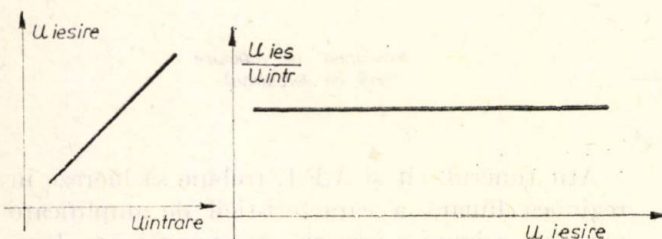
Fig. 5



a)



b)



c)

Fig. 6

trează pe $f_0 = 35 \text{ MHz}$, iar celelalte în stînga, respectiv în dreapta față de f_0 (fig. 6b).

2.2. Electronica de comandă și preluare a informației

În figura 7 este prezentată schema-bloc a părților electronice care asigură logica de lucru, memorare și interfațare cu unitatea centrală a automatului, precum și circuitele de polarizare a diodei de măsurat, tensiunea în trepte reglabile, comparatorul și regulatorul de amplificare.

A. Logica de comandă formează semnalul „MĂSOARĂ”, în urma semnalului de „START” primit de unitatea logică centrală a automatului, generează semnalul de sincronizare pentru blocul de comparare F , pentru generatorul de trepte, G , și pentru blocul de memorare clasă E , precum și tactul care sincronizează generatorul de tensiune linear variabilă B .

În principiu, o secvență poate să cuprindă n impulsuri de tact care corespund comparării cu „ n ” trepte de tensiune, respectiv n granițe de R_p . La fiecare tact se realizează o baleiere cu t.l.v. a diodei din cavitatea rezonantă, obținându-se o rezonanță pe frecvența generatorului de semnal. Semnalul cules pe bucla de ieșire a rezonatorului este mixat, amplificat și aplicat la intrarea blocului de detectare și comparare F .

B. Generatorul de tensiune linear-variabilă generează sincron cu secvența de măsură o tensiune linear variabilă de amplitudine reglabilă, care să permită atingerea rezonanței prin polarizarea variabilă în invers a diodei varicap de testat.

C. Generatorul de tensiune în trepte reglabile ca nivel asigură posibilitatea stabilirii unor nivele de referință pentru comparator, corespunzătoare unor granițe de R_p , impuse de normele de testare. Utilizînd diode etalon precis și corect măsurate pe o punte de HF , se reglează nivelul treptelor corespunzătoare, astfel încît trecerea de la o clasă de R_p la următoarea să se facă corespunzător valorii de graniță alese.

D. Regulatorul de amplificare asigură, automat ținerea amplificării A.F.I. la un nivel care să permită o valoare constantă de 4 V la ieșirea sa, pe faza de etalonare (fig. 4).

E. Memoria de clase permite reținerea clasei în care intră dispozitivul de testat, în vederea posibilității transferării acestei informații în memoria centrală a automatului unde va intra în programul de clasare finală.

F. Detectorul și comparatorul, cuprinde partea de detecție și separare a nivelului semnalului de la ieșirea A.F.I., și comparatorul secvențial sincronizat de logica secvenței de măsură.

G. Blocul de alimentare cuprinde sursele stabilizate de alimentare generală.

H. Interfața cu unitatea logică centrală a automatului asigură schimbul de informații între cele două unități în vederea măsurării în regim automat. Aceste informații se concretizează în: start secvență-măsurătoare, stop-măsurătoare, comenzi contactelor capului de test de pe rezonator, rezultatele măsurătorii.

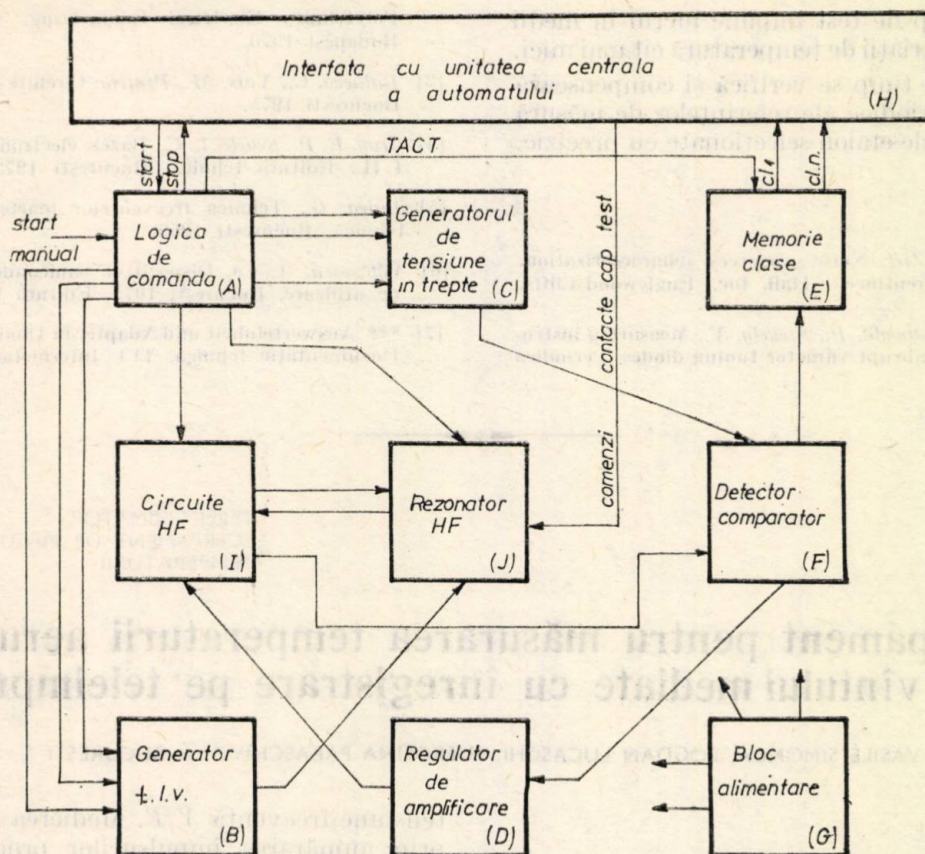


Fig. 7

3. Considerații asupra preciziei

Referitor la eliminarea elementelor și efectelor parazite se impun o serie de măsuri cum sînt: utilizarea unei cavități rezonante cu funcție de cap de test pentru evitarea pierderilor prin efect pelicular și radiație, dispunerea circuitelor de HF cît mai aproape de capul de test astfel încît elementele nedorite introduse de cablurile de legătură să fie cît mai reduse, ecranarea circuitelor de HF, decuplarea circuitelor HF de circuitele de c.c. Dată fiind valoarea mică a rezistenței echivalente de circuit serie, r_s (fracțiuni de ohm), valoarea rezistențelor de contactare în capul de test devine foarte importantă în precizia de măsură, mai ales prin caracterul aleatoriu în timp. Prin descărcarea în scurtcircuit a unui condensator pe circuitul „contacte-terminale dispozitiv” rezistența de contactare poate fi redusă sub valori semnificative. Curentul de descărcare a condensatorului se proiectează astfel încît să se obțină un efect de sudură locală la joncțiunea contacte — terminale. Efectul celorlalte elemente parazite reactive nu este important cît timp nu scot rezonatorul din plaja de obținere a acordului pe frecvența generatorului de semnal, prin explorarea cu t.l.v. a diodei de măsurat. De asemenea, elementele parazite rezistive nu afectează precizia de clasare avînd în vedere principiul de măsură

enunțat, dacă nu își modifică valoarea în timp și dacă nu introduce valori de r_s în circuitul echivalent al rezonatorului, mai mari de ordinul zecilor de miliohmi. Aceste rezistențe se compensează printr-un pedestal de calibrare a treptelor de referință pe baza diodelor etalon. Pedestalul se elimină diferențial la compararea nivelului corespunzător diodei măsurate cu nivelele de referință.

Variațiile în timp ale elementelor de circuit reactive și rezistive se verifică și corectează periodic prin recalibrarea referințelor.

4. Concluzii

Principiul și electronica prezentată asigură o caracterizare calitativă satisfăcătoare a diodelor varicap din punct de vedere al rezistenței paralele de circuit echivalent.

Posibilitățile de încadrare a măsurătorii într-un sistem automat programabil elimină un volum mare de manoperă și conduc la o productivitate mult sporită.

Dificultăți deosebite de realizare comportă rezonatorul și capul de test cu circuitele de HF aferente.

Asigurarea unei stabilități cît mai bune în timp a elementelor de circuit care intervin în schemele

de măsură şi cap de test impune lucrul în medii climatizate cu variaţii de temperatură cât mai mici.

Modificările în timp se verifică şi compensează prin calibrări periodice ale referinţelor de măsură pe baza unor diode etalon selecţionate cu precizie.

Bibliografie

- [1] Aldert van der Ziel. Noise — sources, characterization, measurement. Prentice — Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J. — 1970.
- [2] Ambrozj, A., Goltwald, P., Szekely, V., Measuring instruments for hyperabrupt varactor tuning diodes, Periodica

Polytechnica Electrical Engineering, vol. 14, Nr. 3, Budapest 1970.

- [3] Bulucea, C., Vais, M., Profeta. Circuite integrate liniare. Bucureşti 1975.
- [4] Gray, E. P., Searle, L. C., Bazele electronicii moderne vol. I, II., Editura tehnică, Bucureşti 1973.
- [5] Rulea, G., Tehnica frecvenţelor foarte înalte, Editura tehnică, Bucureşti 1966.
- [6] Vălăşescu, A., ş.a. Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare, Bucureşti 1975, Editura tehnică.
- [7] *** Auswertinheit und Adapter in Diodemessautomaten Documentaţie tehnică, ITT Intermetall.

CZ.621.3 98:621-753

TELEIMPRIMATOR
ECHIPAMENT DE MĂSURARE A
TEMPERATURII

Echipament pentru măsurarea temperaturii aerului şi vitezei vântului mediate cu înregistrare pe teleimprimator*

VASILE ŞIMONCA, BOGDAN LUCASCHI, EUFROSINA PARASCHIV ** — BUCUREŞTI

Introducere

Scopul echipamentului descris este de a măsura temperatura aerului şi viteza vântului, mediate pe un interval de timp dat, într-un număr de puncte fixe, eşalonate pe înălţime, în stratul 0 ... 100 m. Rezultatele măsurărilor se înregistrează în mod permanent pe un teleimprimator cu viteză de transmitere de 50 Baud, funcţionând în alfabetul telegrafic nr. 2.

Gradientii de temperatură a aerului şi viteza vântului în stratul 0 ... 100 m, mediate pe un interval de 10 minute au un rol fundamental în studiul comportării poluanţilor atmosferei, astfel încât domeniul de utilizare al echipamentului este studiul poluării atmosferei şi protecţia mediului înconjurător.

1. Schema — bloc a echipamentului

Schema — bloc a echipamentului este dată în figura 1. Echipamentul este conceput pentru câte maximum 8 canale, pentru măsurarea temperaturii şi vitezei vântului.

Ca traductor de temperatură se foloseşte o rezistenţă cu fir de platină de circa 100 Ω la 0°C (de producţie FEA). Variaţia de rezistenţă este transformată într-o variaţie de frecvenţă prin intermediul unui convertor rezistenţă-frecvenţă R/F , în componenţa căruia intră o punte cu echilibrare automată şi un convertor

tensiune-frecvenţă V/F . Mediarea se realizează prin numărarea impulsurilor produse de convertorul R/F timp de 10 minute. Dependenţa temperatură-frecvenţă este liniară cu panta 10 Hz/°C.

Traductorul de viteză a vântului este un anemometru cu cupe, completat cu un traductor de turaţie compus din disc perforat, o sursă de lumină şi un fototranzistor. Mediarea se realizează la fel ca pentru lanţul de măsurare a temperaturii. Dependenţa viteza vântului-frecvenţă este liniară cu panta 1 Hz/m/s.

Informaţia prezentă sub formă paralel BCD la ieşirile numărătoarelor este serializată şi completată cu caracterele speciale necesare imprimării (punct zecimal, semnele plus şi minus, pauză, întoarcerea carului, avansul hîrtiei) în convertorul paralel/serie BCD .

Trecerea de la codul BCD la codul telex (alfabetul telegrafic nr. 2) se face în decodorul BCD /telex. Informaţia prezentă la intrarea blocului de comandă telex este completată cu impulsurile de început şi sfîrşit de caracter, serializată şi transmisă pe linia telex cu simplu curent prin intermediul unui contactor static cu tiristoare. De asemenea, blocul de comandă telex furnizează impulsurile cu o durată de 150 ms necesare sincronizării cu viteza teleimprimatorului. Distribuitorul comandă succesiunea caracterelor în înregistrare.

Baza de timp furnizează semnalele de temporizare necesare pentru comanda porţilor (durata de mediere, durata ciclului măsurare-înregistrare) şi pentru iniţializarea numărătoarelor.

* Lucrare prezentată la CAS /CCSITS 1979.

** Institutul de meteorologie şi hidrologie — Bucureşti.

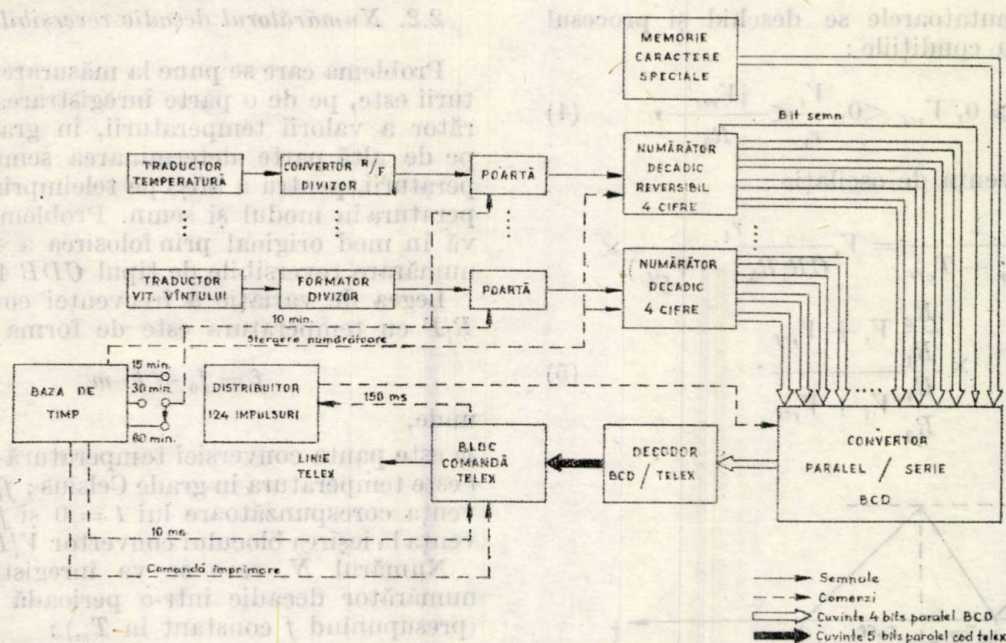


Fig. 1. Schema-bloc a echipamentului.

2. Descrierea unor blocuri funcționale

2.1. Convertorul R/F

Schema principală a punții cu echilibrare automată este dată în figura 2. Pentru acest circuit, ținând seama de condiția de echilibru a punții:

$$R_1(R_3 + R_4) - R_3(R_1 + R_2 + R_5 || R_6) = 0, \quad (1)$$

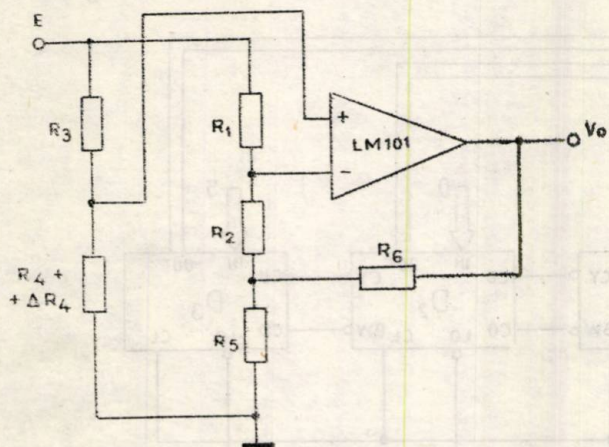


Fig. 2. Puntea cu echilibrare automată. Schema funcțională.

rezultă:

$$V_0 = \frac{E \cdot \Delta R_4}{R_3 + R_4 + \Delta R_4} \cdot \frac{A_1}{1 + A_1 \frac{R_5}{R_5 + R_6}}, \quad (2)$$

unde:

$$A_1 = \frac{A \cdot R_1}{R_1 + R_2 + R_5 || R_6}, \quad (3)$$

(A fiind amplificarea în buclă deschisă a amplificatorului operațional).

Dacă $R_3 \gg R_4 + \Delta R_4$, relația (2) exprimă o dependență liniară rezistență-tensiune. Mai mult, prin reglajul lui R_3 se poate compensa neliniaritatea rezistenței de Pt deoarece neliniaritățile

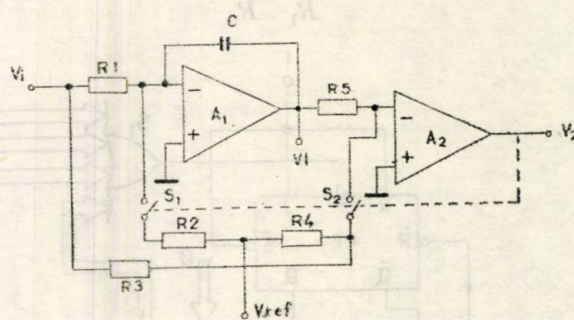


Fig. 3. Schema funcțională a convertorului V/F.

rezistenței și punții sînt de sensuri contrare la limita superioară a domeniului de măsurare. Pentru schema realizată panta de conversie este $0,1 \text{ V/}^\circ\text{C}$.

Schema simplificată a convertorului V/F [1] este dată în figura 3. Amplificatorul A_1 funcționează ca integrator, iar A_2 ca detector al trecerii tensiunii V_1 prin zero. Cînd ambele comutatoare sînt deschise, A_1 integrează tensiunea de intrare V_i strict pozitivă, V_1 avînd forma unei rampe descrescătoare. Cînd V_1 trece prin zero comutatoarele se închid și A_1 integrează suma dintre tensiune de intrare V_i și tensiunea de referință V_{ref} , strict negativă. Astfel V_1 va crește liniar pînă la nivelul ΔV cînd tensiunea V_2 își schimbă

semnul, comutatoarele se deschid și procesul continuă. Cu condițiile :

$$V_i \geq 0, V_{ref} < 0, \frac{V_i}{r_1} < \frac{|V_{ref}|}{R_2}, \quad (4)$$

rezultă frecvența de oscilație :

$$f = \frac{1}{T_{on} + T_{off}} = V_i \frac{r_4}{CR_1 R_5 (-V_{ref})} \times \frac{\frac{R_2}{R_1} V_i + V_{ref}}{\frac{R_4}{R_3} V_i + V_{ref}}. \quad (5)$$

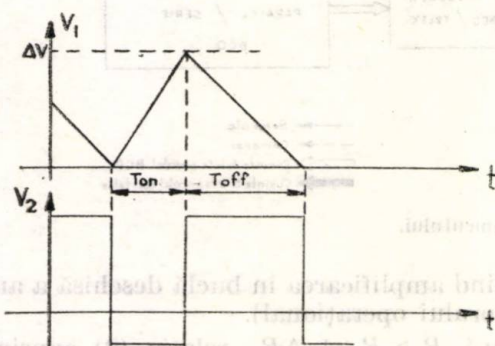


Fig. 4. Formele de undă ale convertorului V/F.

Dacă :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}, \quad (6)$$

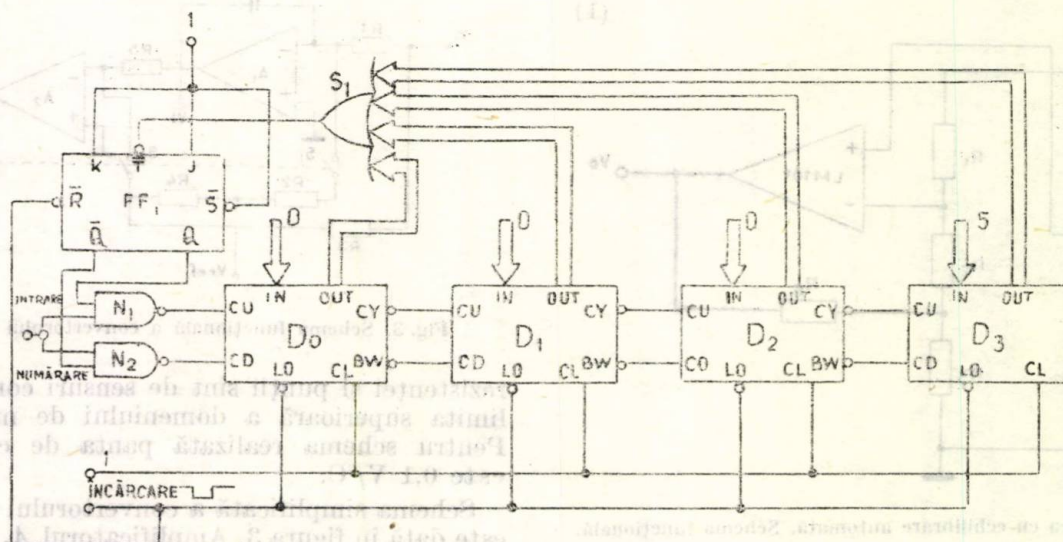


Fig. 5. Numărător decadic reversibil. Schema funcțională.

frecvența este o funcție liniară de tensiunea de intrare. Designur, în circuitul real unde comutatoarele sînt înlocuite cu diode de comutație apare o eroare de neliniaritate, care însă nu depășește $\pm 1,5 \cdot 10^{-4}$ din domeniu.

2.2. Numărătorul decadic reversibil

Problema care se pune la măsurarea temperaturii este, pe de o parte înregistrarea în numărător a valorii temperaturii, în grade Celsius, pe de altă parte determinarea semnului temperaturii, pentru a afișa pe teleimprimator temperatura în modul și semn. Problema se rezolvă în mod original prin folosirea a 4 decade de numărare reversibile de tipul CDB 4192 E.

Legea de variație a frecvenței convertorului R/F cu temperatura este de forma :

$$f = f_0 + t \cdot m, \quad (7)$$

unde,

m este panta conversiei temperatură-frecvență ; t este temperatura în grade Celsius ; f_0 este frecvența corespunzătoare lui $t = 0$ și f este frecvența la ieșirea blocului convertor V/F + divizor.

Numărul N , care se va înregistra într-un numărător decadic într-o perioadă T_m , va fi (presupunind f constant în T_m) :

$$N = f \cdot T_m = f_0 \cdot T_m + t \cdot m \cdot T_m. \quad (8)$$

se notează :

$$N_0 = f_0 \cdot T_m. \quad (9)$$

În aceste condiții, valoarea temperaturii va fi :

$$t = \frac{N - N_0}{m \cdot T_m}. \quad (10)$$

Deci, numărul care se înscrie în numărător diferă de valoarea temperaturii printr-o constantă aditivă N_0 și printr-o constantă multiplicativă $m \cdot T_m$. Eliminarea celor două constante se realizează cu ajutorul unui numărător decadic reversibil cu 4 cifre în configurația din figura 5.

Înainte de începerea perioadei de măsurare T_m , pe intrarea de încărcare se aplică un impuls negativ care are ca rezultat înregistrarea în numărătorul decadic reversibil cu 4 cifre $D_0 - D_3$ a numărului N_0 prezent la intrările de date IN ale decadelor. De asemenea, circuitul basculant bistabil FF_1 este adus în starea zero ($Q = 0, \bar{Q} = 1$). În timpul perioadei T_m , pe intrarea de numărare se aplică frecvența f . Ieșirea bistabilului FF_1 fiind zero, impulsurile de numărare ajung prin circuitul NAND N_2 , pe intrarea de numărare inversă CD a primei decade a numărătorului D_0 . Ca rezultat, la fiecare impuls de numărare, se scade câte o unitate din conținutul inițial N_0 al numărătorului decadic. Există două posibilități de funcționare:

— cazul $f > f_0$. În timpul perioadei T_m , cele patru decade $D_0 - D_3$ vor ajunge simultan în starea zero (numărul de impulsuri numărate egal cu N_0). Această stare este sesizată de circuitul SAU S_1 , care va comanda trecerea bistabilului FF_1 în starea unu ($Q = 1, \bar{Q} = 0$). Astfel se blochează N_2 și impulsurile de numărare se aplică prin circuitul NAND N_1 pe intrarea de numărare directă (CU) a decadei D_0 . La sfârșitul perioadei T_m , în numărător va fi înregistrat numărul $N - N_0$. Semnul diferenței $N - N_0 > 0$ este indicat de starea unu a bistabilului FF_1 ;

— cazul $f < f_0$. În timpul perioadei T_m decadele $D_0 - D_3$ nu ajung simultan în starea

zero. Bistabilul FF_1 rămâne în starea zero. La sfârșitul perioadei T_m , în numărător va fi înregistrat numărul $N_0 - N$. Semnul diferenței $N - N_0 < 0$ este indicat de starea zero a bistabilului FF_1 .

Împărțirea numărului $N - N_0$ cu produsul $m \cdot T_m$ se face ușor dacă $m \cdot T_m$ este un multiplu de 10. Împărțirea cu un multiplu de 10 este echivalentă cu poziționarea corectă a punctului zecimal între decadele $D_0 - D_3$.

Pentru echipamentul descris:

$$m = 1/6 \text{ Hz/}^\circ\text{C}, f_0 = 50/6 \text{ Hz}, T_m = 600 \text{ s.}$$

Cu aceste valori rezultă că N_0 (numărul înregistrat inițial în numărător) este 5 000, iar poziția corectă a punctului zecimal este între decadele D_1 și D_2 . Astfel se obține valoarea temperaturii în modul și semn.

2.3. Blocul de comandă telex

Blocul de comandă telex are funcția de a serializa informația furnizată de decodorul BCD-telex sub formă de 5 bits paralel, de a o completa cu impulsurile de început și sfârșit de caracter și de a o transmite cu o viteză compatibilă cu teleimprimatorul folosit. Formele de undă necesare pentru cifra 2 sînt arătate în figura 6. Aceste funcții sînt realizate simplu cu ajutorul unui registru de deplasare cu 15 celule, arătat în figura 7.

Inițial, toate celulele registrului de deplasare sînt în starea zero. Această stare este decodificată de circuitul format cu NAND-urile $N_1 \dots N_9$ și se comandă bistabilul FF_1 în starea 1. Prin intermediul porților $N_{11} \dots N_{15}$ se înregistrează în registrul de deplasare informația completată cu impulsul de start (20 ms nivel zero) în primele două celule și impulsul de stop (30 ms nivel unu) în ultimele celule. La primul front pozitiv a

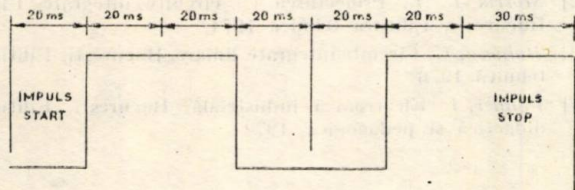


Fig. 6. Forma de undă corespunzătoare numărului 2.

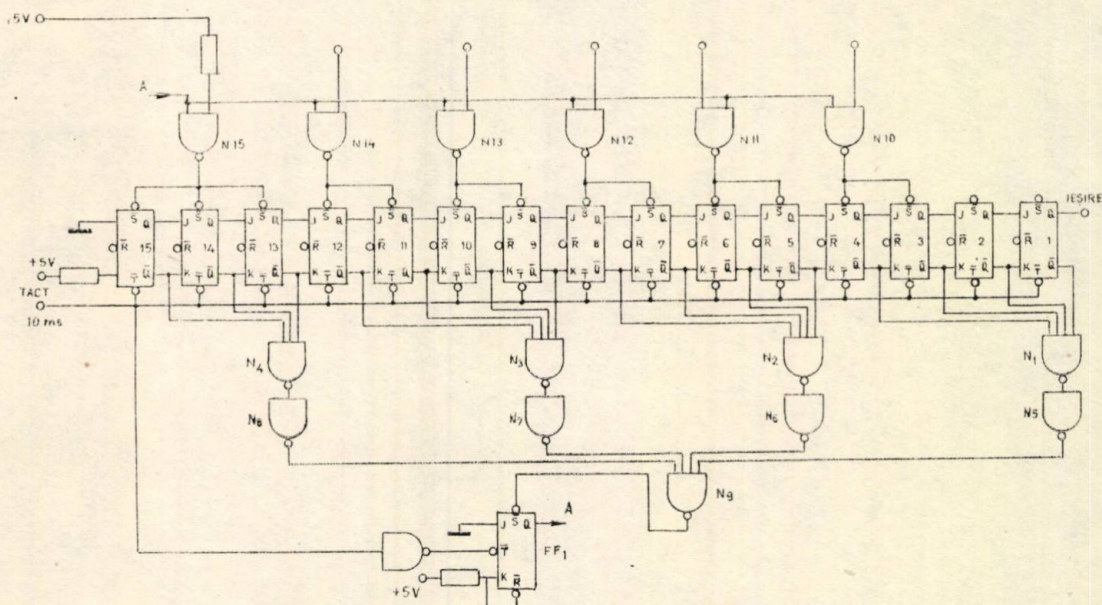


Fig. 7. Bloc comandă telex.

impulsurilor de tact de 10ms FF_1 este adus în starea zero, iar la primul front negativ începe transmiterea caracterului, în registru înseriindu-se prin celula 15, zero. După 150 ms toate celulele registrului sînt în starea zero și procesul reîncepe pentru un nou caracter care apare la intrările porților $N_{10} \dots N_{14}$.

3. Discuție asupra erorilor

Erorile care apar în echipamentul descris pot fi împărțite în două categorii:

— erori care apar în lanțul analogic de măsură;

— erori care apar în sistemul digital.

Eroarea principală care apare în lanțul de măsurare a temperaturii este eroarea de neliniaritate a circuitelor punte cu echilibrare automată și convertor V/F , eroarea datorată temperaturii ambiante fiind eliminată prin termostatare.

Eroarea de neliniaritate a convertorului este de $1,5 \cdot 10^{-4}$ din domeniu. Aceasta se traduce într-o eroare în măsurarea temperaturii de $1,5 \cdot 10^{-2} ^\circ\text{C}$.

Funcțiile de transfer ale traductorului cu fir de platină și ale punții cu echilibrare automată sînt neliniare, dar prin compunerea lor se poate compensa neliniaritatea. Eroarea de neliniaritate evaluată este de $2,5 \cdot 10^{-2} ^\circ\text{C}$. Eroarea care apare în partea digitală a lanțului de măsurare a temperaturii afectează cifra cea mai puțin semnificativă și este de $\pm 10^{-2} ^\circ\text{C}$. Deci, eroarea totală de măsurare a temperaturii este de $5 \cdot 10^{-2} ^\circ\text{C}$.

Pentru lanțul de măsurare a vitezei vîntului eroarea sistemului digital este, ca și în cazul

temperaturii, de o unitate a cifrei celei mai puțin semnificative, adică 10^{-2} m/s. La aceasta se adaugă eroarea traductorului care este de $2 \cdot 10^{-1}$ m/s.

4. Principalele caracteristici tehnice

Caracteristicile tehnice proiectate pentru sistemul descris sînt

A. Măsurarea temperaturii:

- domeniu de măsurare — $50^\circ\text{C} \div +50^\circ\text{C}$;
- rezoluție: $10^{-2} ^\circ\text{C}$;
- eroarea maximă: $5 \cdot 10^{-2} ^\circ\text{C}$;
- număr maxim de traductori: 8;
- timp de mediere: 10 min.

B. Măsurarea vitezei vîntului:

- domeniu de măsură: $0 \div 100$ m/s;
- rezoluție: 10^{-2} m/s;
- eroarea maximă: $2 \cdot 10^{-1}$ m/s;
- număr maxim de traductori: 8;
- timp de mediere: 10 min.

Construcție: modulară cu circuite integrate monolitice TTL și liniare.

Bibliografie

- [1] Bombi, F. High — Performance Voltage — to — Frequency Converter Has Improved Linearity, *Electronic Engineering*, Dec. 1970, p. 61—64.
- [2] Morris R. L. Proiectarea cu circuite integrate TTL, București, Editura tehnică 1974.
- [3] Bulucea, C. Circuite integrate liniare, București, Editura tehnică 1976.
- [4] Ponner, I. Electronică industrială, București, Editura didactică și pedagogică 1972.

Modulator de amplitudine în banda X (9,375 GHz)

VALENTIN BUICULESCU, ALEXANDRU MÜLLER* — BUCUREȘTI

Introducere

Măsurarea parametrilor dinamici la dispozitivele semiconductoare se face la semnal mic, pentru ca precizia determinărilor să nu fie afectată de neliniaritățile caracteristicilor. În aceste condiții, la înaltă frecvență, este avantajos să se utilizeze semnale cu modulație de amplitudine deoarece, după demodulare, prelucrarea informației de amplitudine se face cu circuite de curent alternativ, care sînt mai puțin influențate de variația tensiunii surselor de alimentare, derive termice etc. [1, 2]. Pentru eliminarea zgomotului $1/f$, frecvența de modulație se alege în gama 1 ... 50 kHz.

1. Funcționarea modulatorului de amplitudine

Eficacitatea maximă a măsurărilor efectuate prin metoda descrisă mai sus se obține la un grad de modulație de 100 %. Deoarece detecția la semnal mic introduce distorsiuni importante [3], semnalul modulator este, în majoritatea cazurilor, dreptunghiular, cu un factor de umplere de 0,5. Această formă de undă prezintă avantajul că este generată de circuite foarte simple, cu preț de cost redus și nu se distorsionează în procesul de demodulare.

În domeniul microundelor, modulația în impuls poate fi realizată prin scurtcircuitarea periodică a unei linii de transmisiune cu o diodă *pin*, polarizată în conducție directă, ca în figura 1. Rezistența reziduală a diodei avînd o valoare finită, la ieșire se regăsește puterea P'_{out} core-

lată cu puterea incidentă P_{in} prin parametrul izolare :

$$I[\text{dB}] = 10 \log (P_{in}/P'_{out}). \quad (1)$$

În conducție inversă dioda se comportă ca o rezistență de valoare ridicată care produce *atennuarea de inserție* :

$$IL[\text{dB}] = 10 \log (P_{in}/P'_{out}) \quad (2)$$

La un dispozitiv real, elementele reactive parazite (figura 2) înrăutățesc atât izolarea, cit și pierderile de inserție ale circuitului simplu analizat [4].

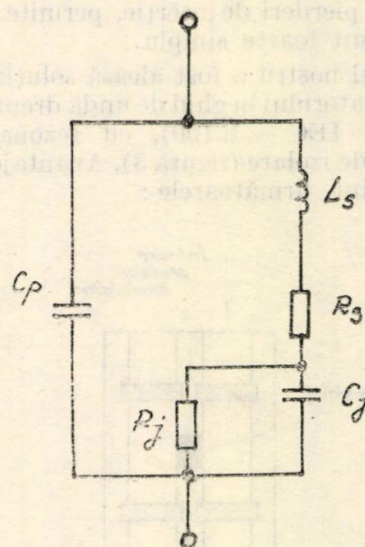


Fig. 2. Schema echivalentă a diodei *pin* încapsulată.

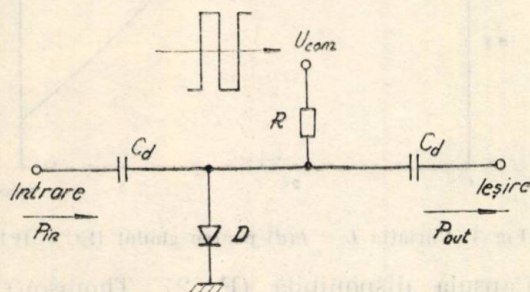


Fig. 1. Principiul funcționării modulatorului de amplitudine în impuls.

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

Modulatoarele de bandă foarte largă se construiesc cu mai multe diode *pin*, în scheme complexe [3]. Valorile componentelor reactive parazite sînt micșorate prin tehnici speciale de încapsulare (beam-lead, flip-chip, microstrip).

Pentru măsurători care se fac la frecvențe fixe sau în benzi înguste (2 ... 5 %), circuitul modulator în amplitudine poate avea o structură mai simplă, dacă se utilizează una dintre rezonanțele — serie sau paralel — ale dispozitivului modulator pentru blocarea transmisiei semnalului la ieșire.

Alegerea tipului de diodă (*pin*, varactor, Schottky) depinde de mai mulți factori: timpul de răspuns, puterea generatorului, izolare etc.

În cele ce urmează se prezintă un modulator de amplitudine care lucrează la frecvența fixă 9,375 GHz, în ghid de undă, cu un raport (izolare)/(atenueare de inserție) mai bun de 20 dB.

2. Soluție constructivă

Modulatorul în impuls a fost proiectat și realizat în vederea măsurării unor parametri specifici diodelor Schottky pentru microunde: sensibilitate tangențială și pierderi de conversie; în banda X (8,2 ... 12,4 GHz), frecvența de test recomandată în cataloage este 9,375 GHz.

O cerință importantă este ca izolarea circuitului să fie cât mai mare, pentru asigurarea gradului de modulație de 100% și stabilă în timp, în special la determinarea pierderilor de conversie. De asemenea, se impune ca atenuarea de inserție să aibă o valoare redusă, dictată de puterea disponibilă limitată în banda X.

Analizând schema echivalentă a unei diode *pin* (figura 2), se constată că alegerea rezonanțelor serie și paralel pentru cele două stări, de izolare și pierderi de inserție, permite realizarea unui circuit foarte simplu.

În cazul nostru a fost aleasă soluția construirii modulatorului în ghid de undă dreptunghiular (standard IEC — R 100), cu rezonanță serie în starea de izolare (figura 3). Avantajele acestui circuit sînt următoarele:

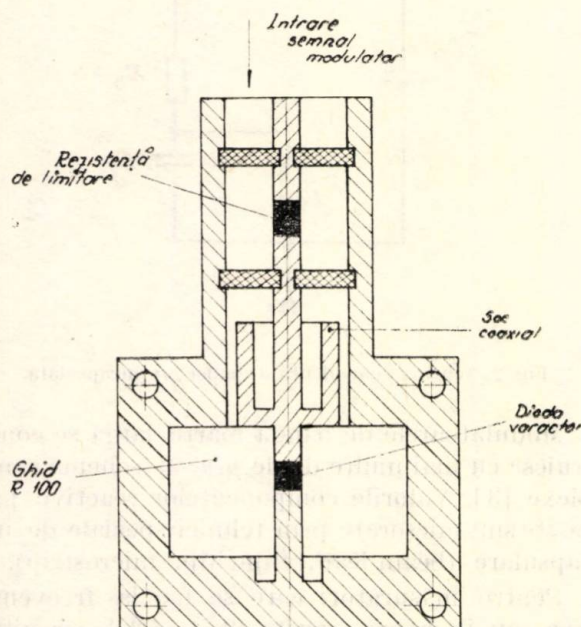


Fig. 3. Construcția modulatorului de amplitudine.

- a — se adaptează direct sistemelor de măsură elaborate la CCSITS, pentru diodele Schottky;
- b — ocupă un volum redus;

- c — are o construcție simplă;
- d — nu folosește condensatoare de decuplare la intrare și ieșire.

3. Proiectarea modulatorului de amplitudine

Utilizînd un generator de impulsuri cu semnalul axat la 0 V, este necesar să se folosească diode *pin* pătrunse la polarizare nulă (*zero bias punch-through*), cu frecvență de relaxare dielectrică inferioară frecvenței de lucru, deoarece la aceste dispozitive capacitatea joncțiunii este independentă de tensiunea de polarizare inversă și rezistența serie reziduală R_s are o valoare scăzută.

Proiectarea modulatorului pentru izolare maximă impune studiul influenței tuturor elementelor reactive ale diodei asupra parametrului optimizat:

- C_j — capacitatea joncțiunii;
- L_s — inductanța capsulei și a firelor de legătură;
- C_p — capacitatea capsulei.

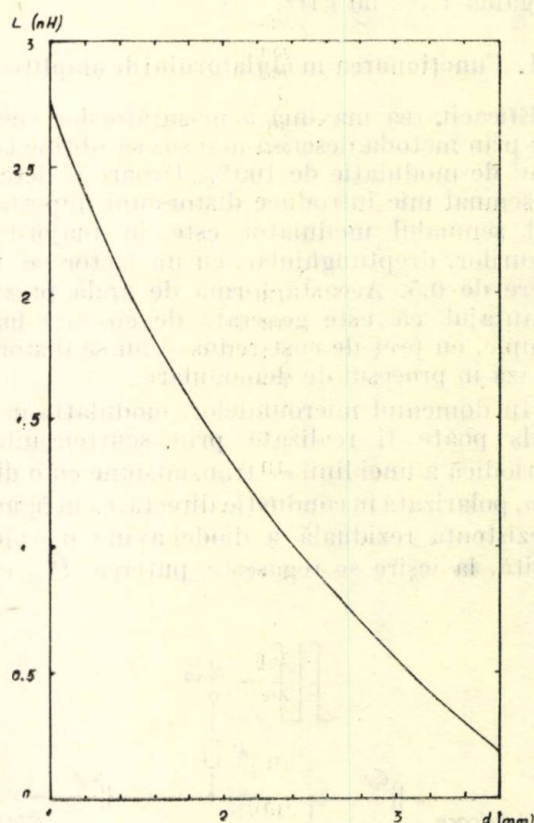


Fig. 4. Variația $L = L(d)$ pentru ghidul IEC — R 100.

Capsula disponibilă (F 27 Thomson) are capacitatea $C_p = 0,2$ pF. În funcție de numărul și diametrul firelor cu care se face contactarea cipului semiconductor, gama disponibilă a inductanței L_s este 1,15 ... 1,5 nH. Măsurătorile au fost efectuate prin metoda descrisă în [6]. La frecvența de lucru $f = 9,375$ GHz, pentru

valorile indicate mai sus, izolarea crește dacă C_j este mică; cipul utilizat are capacitatea $C_j = 0,15$ pF.

Alegerea L_s se face după criteriul obținerii unei diferențe maxime $[I]$ dB — $[IL]$ dB. Situația favorabilă rezultă pentru o inductanță mare.

Aducerea la rezonanță serie a impedanței diodei, care este capacitivă, se face cu o inductanță realizată dintr-o tijă paralelă cu peretele îngust al ghidului de undă. Valoarea inductanței se calculează cu relația [6]:

$$L[H] = 2b \left(\ln \frac{4a}{d} - 2 \right) 10^{-7}. \quad (3)$$

unde $a = 23$ mm și $b = 10$ mm sint lățimea și respectiv, înălțimea ghidului de undă, iar d este diametrul tijei. Variația $L = L(d)$, conform relației (3), este reprezentată în figura 4.

4. Rezultate experimentale

Funcționarea modulatorului a fost verificată, cu un analizor de amplitudine, la o putere a semnalului de aproximativ 20 mW în banda X.

Performanțele obținute au fost foarte bune pentru acest tip de modulator:

a — la frecvența de lucru (9,375 GHz):

$$IL = 0,8 \text{ dB},$$

$$I = 42 \text{ dB}.$$

b — măsurători de bandă largă;

— banda la o izolare de 20 dB: 8—10,7 GHz;

— banda la o izolare de 30 dB: 8,95—9,75 GHz;

— pierderi mai mici de 2 dB în banda 8,45—10,6 GHz.

Deoarece parametrii diodelor *pin* variază de la un exemplar la altul, a fost prevăzută posibi-

litatea de reglare a valorii inductanței tijei de susținere au ajutorul unui manșon concentric, de diametru mai mare, care pătrunde în ghid pe o lungime de 0...4 mm.

La polarizare nulă, izolarea circuitului este aproximativ 35 dB. Izolarea maximă (42 dB) a fost măsurată prin aplicarea unei tensiuni inverse diodei (cel puțin 5 V). Diferența se explică prin scăderea rezistenței diodei polarizată în conducție inversă.

Rezistența de limitare a curentului (50 ohmi) asigură o adaptare bună a generatorului de impulsuri de comandă la modulator.

4. Concluzii

Caracteristicile electrice ale modulatorului de amplitudine în impuls descris satisfac exigențele impuse de caracterizarea precisă a dispozitivelor semiconductoare pentru microunde, la semnal mic. În circuitul analizat, elementele reactive parazite ale capsulei au un rol funcțional important, servind la optimizarea performanțelor. Diodele *pin*, realizate la CCSITS și experimentate în modulator au dat rezultate foarte bune.

BIBLIOGRAFIE

- [1] *** Circuite cu semiconductoare în industrie. Aparat de măsurat, Editura tehnică, București, 1970.
- [2] *** Manualul inginerului electronist. Măsurări electronice, Editura tehnică, București, 1979.
- [3] Watson, H.A. Microwave semiconductor devices and their circuit application, McGraw-Hill, 1969.
- [4] Buiculescu, V., Müller, Al. Limitatoare pasive pentru microunde cu diode *pin*, Raport de cercetare, ICCE, 1978.
- [5] Essen, H. Inductance of a straight wire across a waveguide, Microwave J., vol. 21, no. 4, aprilie 1978, p. 90.
- [6] Hamilton, C.. An insertion loss method to determine *pin* diode parameters, NTZ, vol. 23, 1975, p. 284—286.

Sistem de programare a impulsurilor pentru relaxometre de rezonanță magnetică nucleară

ȘTEFAN LEVAI* ȘI STELIANA LEVAI** — BUCUREȘTI

1. Bazele rezonanței magnetice nucleare

Rezonanță magnetică nucleară (R.M.N.), a devenit o metodă foarte eficientă de investigare a materiei. Ea și-a extins domeniul de aplicabilitate de la cercetări de laborator, asupra fenomenelor de absorbție și dispersie a cîmpului electromagnetic de radiofrecvență (spectroscopie R.M.N.), la studiul mecanismelor de relaxare, cercetarea proprietăților fizico-chimice ale substanțelor, mergînd pînă la utilizarea acesteia la determinarea existenței petrolului în zăcămint sau determinarea vitezei de curgere a apei riurilor.

Fenomenul de rezonanță magnetică nucleară constă în despicierea nivelelor energetice Zeeman, într-un cîmp magnetic de intensitate $\vec{H}_0$, a unui sistem de nuclee cu spinii $I \geq \frac{1}{2}$ și

iradierea acestuia cu un cîmp de radiofrecvență.

Dacă frecvența $\nu = \frac{\omega}{2\pi}$ a cîmpului de radiofrecvență este egală cu frecvența precesiei (Larmor) vectorului magnetizării $\vec{M}$ în jurul lui $\vec{H}_0$, adică $\omega_0 = \omega = \gamma H_0$, se spune că are loc fenomenul de rezonanță. Aici γ este factorul giromagnetic. În cazul rezonanței, proba de studiat provoacă o cădere de tensiune la bornele bobinei în care se află, datorită fenomenului de absorbție a cîmpului electromagnetic de radiofrecvență.

Metoda staționară de detectare a semnalelor R.M.N. constă în baleierea cîmpului magnetic $\vec{H}_0$ în jurul valorii frecvențelor de rezonanță și înregistrarea acestor semnale sub formă de spectru de rezonanță magnetică nucleară.

Există o multitudine de situații, cînd sîntem interesați în studierea mișcărilor moleculelor sau a unor grupuri de atomi din cadrul moleculelor, a mecanismelor de relaxare a unui sistem de spini. Pentru asemenea scopuri au fost elaborate o serie de metode nestacionare de detectare a semnalelor R.M.N.

În esență, problema constă în determinarea timpilor de relaxare spin-rețea T_1 și spin-spin T_2

și eventual a coeficientului de autodifuzie a spinilor.

Pentru simplitate, considerăm o probă de studiat care conține nuclee cu spinul $I = \frac{1}{2}$ introdusă într-o bobină de radiofrecvență și un cîmp magnetic constant $\vec{H}_0$ conform figurii 1a.

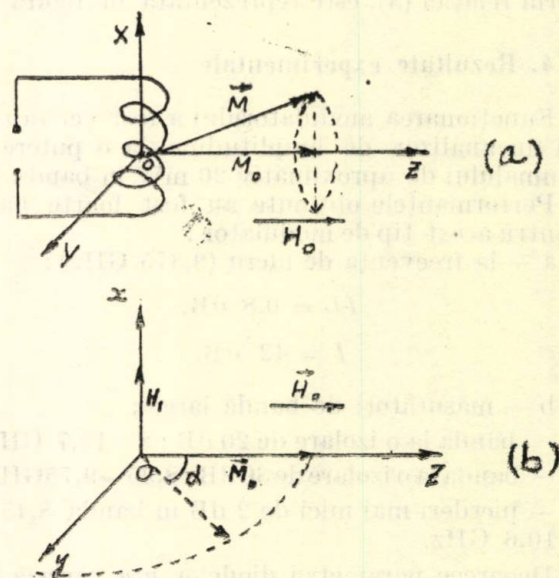


Fig. 1

Momentul magnetic nuclear total $\vec{M} = \sum \vec{\mu}_i$, unde $\vec{\mu}_i$ reprezintă momentul magnetic al spinului i , execută o mișcare de precesie în jurul cîmpului $\vec{H}_0$ (axa OZ). La echilibru, datorită faptului că precesiile momentelor magnetice elementare $\vec{\mu}_i$ nu sînt sincrone, valoarea componentei vectorului $\vec{M}$ perpendiculară pe OZ este egală cu zero, iar vectorul magnetizării totale va fi orientat în direcția cîmpului magnetic $\vec{H}_0$; se va nota această valoare cu $\vec{M}_0$. Aplicînd probei un impuls puternic de radiofrecvență de durată τ , frecvență $\omega_0 = \gamma H_0$ și de amplitudine $2H_1$, vectorul $\vec{M}_0$ va executa o mișcare de precesie în jurul cîmpului $\vec{H}_1$. Într-

* Institutul politehnic — București, Fac. de fizică,

** Institutul de construcții — București.

Tabelul 1

adevăr, dacă se descompune câmpul variabil de radiofrecvență $H(t) = 2H_1 \sin \omega_0 t$ în două mișcări circulare de frecvențe ω_0 respectiv $-\omega_0$, într-un sistem de coordonate $OxyZ$, care se rotește cu frecvența unghiulară ω_0 în jurul axei

OZ , câmpul $\vec{H}_1$ este un vector constant (fig. 1b). Mișcarea de precesie în jurul direcției câmpului $\vec{H}_1$ se va face în acest sistem, în planul OyZ , cu frecvența unghiulară $\omega_1 = \gamma H_1$. Dacă durata impulsului de radiofrecvență este τ , atunci unghiul cu care se va roti vectorul $\vec{M}_0$ va fi $d = \omega$, $\tau = \gamma H_1 \tau$.

În funcție de valorile H_1 și τ se poate realiza o rotire a vectorului $\vec{M}_0$ cu un unghi de 90° sau 180° ceea ce corespunde poziției vectorului $\vec{M}_0$ perpendicular pe $\vec{H}_0$, respectiv antiparalel cu acesta. Astfel, aceste impulsuri vor fi impulsul de 90° și respectiv de 180° . După terminarea impulsului de 90° , sistemul de spini scos din echilibru, revine în starea sa inițială de echilibru.

La revenire, datorită faptului că $\vec{M}_0$ precesează cu frecvența ω_0 în jurul axei OZ induce o tensiune electromotă în bobină, numită semnal de precesie liberă.

Din descrierea completă a unui ansamblu de spini, reiese că transformata Fourier a semnalului de precesie liberă este tocmai spectrul R.M.N. obținut prin metoda de detectare staționară. Această observație stă la baza spectrometriei Fourier de rezonanță magnetică nucleară.

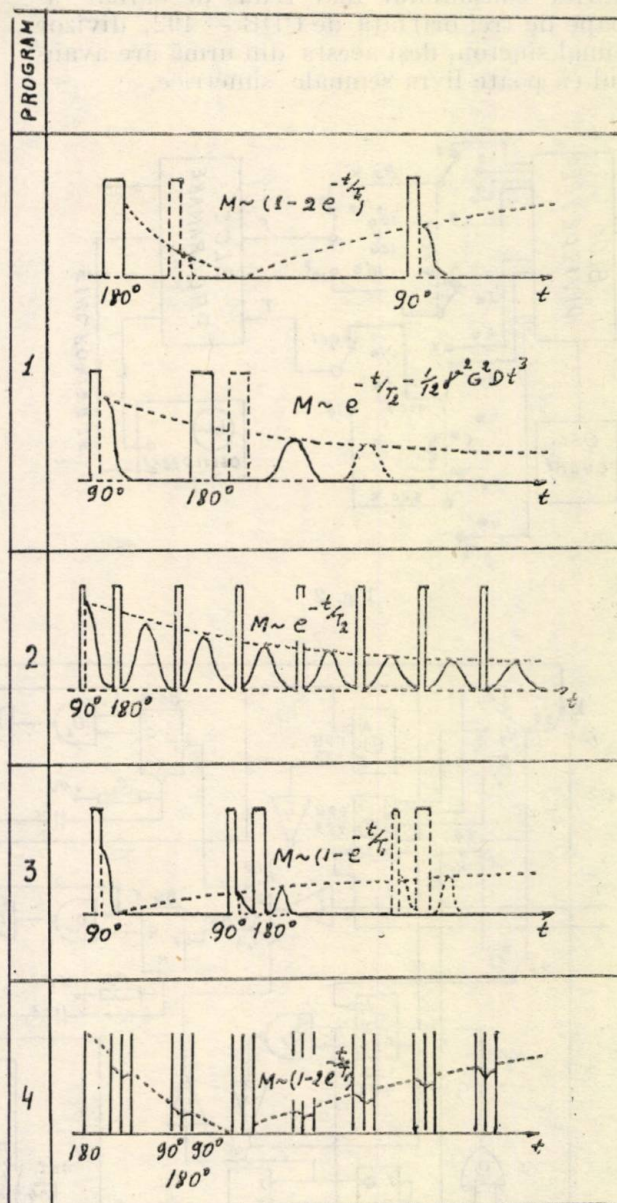
Dacă după impulsul de 90° se aplică probei și un impuls de 180° , apare așa-numitul ecou de spin, a cărui amplitudine scade odată cu depărtarea celui de al doilea impuls față de primul. Dacă intervalul dintre cele două impulsuri este t , ecoul de spin apare la momentul $2t$. Folosind diferite combinații de impulsuri, s-au elaborat metode rapide și precise, de măsurare a timpilor de relaxare T_1 și T_2 .

Cele mai uzuale combinații de impulsuri sînt redate în tabelul 1, unde sînt indicate și legile de variație a semnalelor obținute $M(t)$. Tabelul a fost conceput pentru patru tipuri de programe și anume; 1 — pereche de impulsuri $90^\circ - t - 90^\circ$, $180^\circ - t - 90^\circ$ pentru măsurarea lui T_1 , respectiv $90^\circ - t - 180^\circ$ pentru măsurarea lui T_2 , fiecare pereche se repetă după T_s ;

2 — seria de impulsuri $90^\circ - t - 180^\circ - 2t - 180^\circ \dots$, numită seria lui Carr-Purcell, seria repetîndu-se după T_s pentru măsurarea lui T_2 ;

3 — triplet simplu $180^\circ - t - 90^\circ - t_1 - 180^\circ$, repetare după T , pentru măsurarea timpului de relaxare T_1 ;

4 — seria de tripleți, $180^\circ - t - 90^\circ - t_0 - 180^\circ - t_0 - 90^\circ - t_1 - 90^\circ - t_0 - 180^\circ - t_0 - 90^\circ - t_1 \dots$, pentru măsurarea lui T_1 .



2. Descrierea sistemului de programare a impulsurilor

Sistemul de programare a impulsurilor proiectat și realizat de autori realizează cele patru variante de programe din tabelul 1. Schema-bloc este redată în figura 2.

Frecvența semnalului sinusoidal de 4 MHz de la generatorul de bază cu cuarț este divizat în blocul divizoarelor de frecvență alcătuit din 16 circuite integrate CDB-493. Acest bloc livrează semnale dreptunghiulare cu perioada de repetiție cuprinsă între 10 μs și 80 s grupate în șapte decade. Fiecare decadă cuprinde semnale avînd perioada de 1, 2, 4, și 8 μs înmulțită cu factorul decadic de multiplicare, 10, $10^2 \dots 10^7$. Alegerea circuitului integrat CDB —

Blocul de programare are ca scop elaborarea celor patru programe indicate mai sus, în funcție de comanda dată. Comanda unui anumit program se realizează prin apăsarea butonului comutatorului respectiv, din ansamblul de 5 comutatoare cuplate. Pentru a ușura urmărirea funcționării blocului de programare, acest ansamblu de comutatoare a fost figurat pe desen prin contactoare separate, cuprinzând toate comutatoarele $k_1 \dots k_{11}$, exceptînd pe k_7 , care nu face parte din acest ansamblu. Cifrele din dreptul contactelor reprezintă poziția închisă pentru programul respectiv (1, 2, 3, sau 4). Se menționează că toate intervalele de timp,



Programele 1 și 3, respectiv perechea de impulsuri și tripletul simplu se pot realiza cu deplasarea automată a impulsului al doilea

față de primul, sau manual. Deplasarea automată se realizează cu ajutorul a două divizoare de frecvență, primul divizind frecvența F cu 32, iar cel de al doilea divizor cu 33. Acest lucru va permite desfășurarea în timp a 32 de semnale R.M.N. pe ecranul oscilografului catodic. Divizorul cu 32 este format din 5 bistabile realizat cu CDB-493 (1) și primul bistabil (A) al circuitului integrat CDB-493 (2).

CDB-493(3), operatorul (și-nu), O_7 , inversorul I_3 formează un divizor de frecvență cu 11, iar cele două bistabile BS-1 și BS-2 ale circuitului integrat CDB-473 formează un divizor cu 3. Împreună aceste două divizoare formează divizorul cu 33.

Semnalele celor două divizoare D_{32} și D_{33} sînt inversate cu I_2 respectiv I_4 și prin comutatoarele K_5 și k_4 ajung la bistabilele BS-3 respectiv BS-4. Toate bistabilele BS-1 ... BS-8, sînt $\frac{1}{2}$ din circuite integrate CDB-473.

Ansamblul de operatori BS-3, O_8 , I_5 , BS-4, I_7 , formează canalul 1 de selectare, iar ansamblul BS-5, O_{10} , I_6 , BS-6, O_{11} și I_8 formează canalul 2 de selectare.

Schema este astfel concepută ca indiferent de program, din semnalul de frecvență F să fie selectate numai fronturi pozitive, adică tranziții de jos în sus. Acest lucru este impus de faptul că divizoarele cu 10 dau semnale nesimetrice. Ținînd seama de întârzierea impulsurilor de tact T pentru programele 2 și 4, respectiv a celor livrate de D_{32} și D_{33} față de semnalele F , respectiv $\frac{F}{2}$ din care se face selecția, primul

impuls din F sau $\frac{F}{2}$ care sosește odată cu

impulsul de tact, trebuie evitat, deoarece frontul pozitiv al acestuia este în avans față de frontul impulsului de tact. Această operație este făcută de operatorii BS-3, O_8 , I_5 pentru canalul 1 de selecție și de BS-5, O_{10} , I_6 pentru cel de al doilea canal. Operatorii BS-4, O_9 , I_7 , respectiv BS-6, O_{11} , I_8 , realizează de fapt selecția fronturilor dorite pentru cele două canale. Tranziția sus-jos de la ieșirea operatorilor O_9 , respectiv O_{11} , declanșează generatorii de impulsuri G_1 și G_2 , monostabile CDB-4121. Toate generatoarele de impulsuri $G_1 \dots G_4$ livrează impulsuri pozitive reglabile între 1–50 s. Diagrama temporală de realizare a programelor 1 și 3 este redată în figura 4.

Circuitele de diferențiere C_1R_1 , C_2R_2 , din canalul 1, respectiv C_3R_3 și C_4R_4 din canalul 2, servesc pentru rebascularea bistabilelor. Rebascularea bistabilelor fiind efectuată de fronturile posterioare ale impulsurilor livrate de inversoarele la a căror ieșire sînt legate aceste circuite de diferențiere. Se observă că pentru ori-

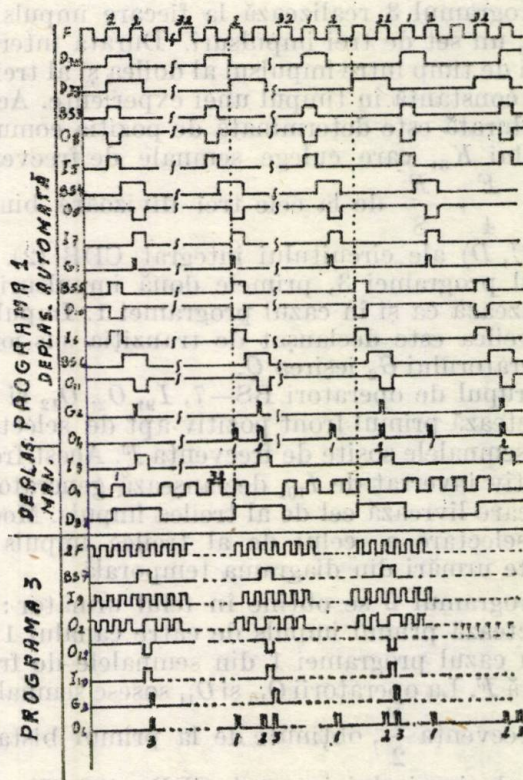


Fig. 4

care din programe, canalul 1 poate selecta numai un singur impuls, iar canalul 2 în funcție de poziția comutatorului k_9 , poate selecta un singur impuls pentru programele 1 și 3 și o serie de impulsuri pentru programele 2 și 4. În aceste cazuri din urmă, rebascularea bistabilului BS-6 se face de către frontul posterior al cursei active a generatorului de baleiaj al oscilografului catodic cu care se face vizualizarea semnalelor R.M.N.

Cu ajutorul comutatorului k_7 (poziția apăsată, în cazul programelor 1 și 3 se realizează oprirea deplasării automate a impulsului al doilea față de primul (funcția bate pasul pe loc). Aceasta se realizează cu ajutorul operatorului O_1 (sau-exclusiv). Aplicînd la una din intrările lui O_1 impulsul pozitiv de la ieșirea inversorului I_8 , iar pe cealaltă intrare semnalul de frecvență F în cazul programei 1, $\frac{F}{2}$, $\frac{F}{4}$, $\frac{F}{8}$

în cazul programei 3, aceste semnale avînd durate egale și coincidînd în timp, la ieșirea operatorului se obține valoarea 0. În felul acesta se prelungește durata de divizare a divizorului D_{32} cu o perioadă, adică și acesta va diviza cu 33. Prin apăsarea repetată a butonului k_7 se poate comanda manual deplasarea impulsului al doilea față de primul pas cu pas. Realizarea acestei operații se poate urmări tot din diagrama temporală.

Programul 3 realizează la fiecare impuls de tact, un set de trei impulsuri. Durata intervalului de timp între impulsul al doilea și al treilea este constantă în timpul unei experiențe. Această durată este determinată de poziția comutatorului K_3 , care culege semnale de frecvență $\frac{F}{2}$, $\frac{F}{4}$, $\frac{F}{8}$ de la cele trei divizoare binare (B, C, D) ale circuitului integrat CDB (2). În cazul programei 3, primele două impulsuri se realizează ca și în cazul programei 1. Impulsul al treilea este declanșat de tranziția sus-jos a generatorului G_2 ieșirea Q.

Grupul de operatori BS—7, I_9 , O_2 , O_{12} și I_{10} selectează primul front pozitiv apt de selectare din semnalele sosite de frecvență F. Acest front pozitiv inversat de I_{10} , declanșează generatorul G_3 , care livrează cel de al treilea impuls. Modul de selectare a celui de al treilea impuls se poate urmări din diagrama temporală.

Programul 2 se obține în felul următor: se selectează primul impuls de către canalul 1 ca și în cazul programei 1 din semnalele de frecvență F. La operatorii O_{10} și O_{11} sosesc semnalele de frecvență $\frac{F}{2}$, obținute de la primul bistabil

(A) al circuitului integrat CDB—493 (2). Canalul 2 de selectare va lăsa să treacă toate impulsurile sosite pînă ce bistabilul BS—6 va

fi rebasculat de către frontul posterior al cursei active a generatorului de baleiaj al oscilografului catodic. În cazul acestui program G_1 livrează un impuls de 90° , iar G_2 impulsuri de 180° .

Programa 4, serie de tripleți, se realizează pornind de la programa precedentă. Impulsurile livrate de G_2 , ieșirea Q' declanșează generatorul G_3 ca și în cazul programei 3. Distanța dintre impulsurile date de G_2 și G_3 este determinată de poziția comutatorului k_3 de la care sînt alimentate canalele de selectare 1 și 2. Cel de al treilea impuls al tripletului este declanșat de către impulsul livrat de G_3 , ieșirea Q', selectarea făcîndu-se în mod identic ca în cazul precedent cu ajutorul grupului de operatori BS—8, O_5 , I_{11} , O_{13} , și I_{12} . În cazul acestui program, sistemul trebuie să livreze impulsuri coerente. Pentru realizarea coerenței impulsurilor, este suficient să se realizeze o întîrziere între impulsul selectat de canalul 1 și cele sosite la O_2 , I_9 respectiv O_3 , I_{11} față de impulsurile selectate de canalul 2. Aceste două circuite de întîrziere nu sînt figurate pe schemă. Sistemul de programare a impulsurilor propus de autori este sigur în funcționare, are un consum redus, se poate realiza ușor cu circuite logice integrate, fabricate curent de I.P.R.S.-Băneasa la un preț de cost redus.



1982 JUL 0 11

MONOCIP

N
O
U

O NOUA SURSA DE
CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

N
O
U



TEHNOLOGIA
MONOCIP
UTILIZEAZA 5 CI-
PURI STANDARD DE
COMPONENTE INTE-
GRATE: TRANZISTOA-
RE NPN, PNP, p-MOS,
DIODE SCHOTTKY, REZIS-
TOARE, PE UN CIP STAN-
DARD, UN NOU CIRCUIT
SE IMPLEMENTEAZA SCHIM-
BIND PLANUL DE INTERCO-
NECTARE A COMPONENTELOR,
CARE SE DEFINESTE PE PLA-
CHETE DE SILICIU PREPROCE-
SATE SI STOCATE

CAPSULE TIP

TO 99 TO 100 TO 101.

TO 116 MP 117

PREȚ ESTIMATIV: 70-200 lei/buc

O TEHNOLOGIE TIPIZATA, MO-
DERNA, RAPIDA, EFICIENTA,
DE PROIECTARE SI REALI-
ZARE A CIRCUITELOR IN-
TEGRATE LINIARE CU
SCHEMA ELECTRICA
LA COMANDA, PERMI-
TE REALIZAREA DE
CIRCUITE DE MARE
COMPLEXITATE, A-
SIGURA REDU-
CEREA IMPOR-
TURILOR, FIA-
BILITATE,
COMPETITI-
VITATE.



CCS.ITS

ASIGURA, PRIN
CONTRACT, SET
DE PROIECTARE
MONOCIP (SET
DE MODELARE, SET
DE HARTI, CARTE TEH-
NICA), ASISTENTA TEH-
NICA, REALIZAREA IN
6 SAPTAMINI A 50
BUCATI PROTOTIP, LIVRA-
REA PRIN MICROPRODUCTIE,
SE OBTIN BENEFICII PEN-
TRU UN NECESAR DE MINIM
1000 BUCATI

CCSITS

Str. EROU IANCU NICOLAE Nr 32B
SECT. 2 BUCURESTI TEL. 33 38 30V
520 TELEX 11203 iprs r

